

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЛЬВІВСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»**

Демків Любомир Ігорович

УДК 007: 681.516.4 681.511.4
681.5.011 681.513.6 681.513.5

**АНАЛІЗ ТА СИНТЕЗ НЕЧІТКИХ РЕГУЛЯТОРІВ
ДИНАМІЧНИХ СИСТЕМ**

Спеціальність: 05.13.03 – системи та процеси керування

АВТОРЕФЕРАТ
дисертації на здобуття наукового ступеня
доктора технічних наук

Львів – 2018

Дисертацією є рукопис.

Робота виконана на кафедрі електромехатроніки і комп'ютеризованих електромеханічних систем Національного університету «Львівська політехніка» Міністерства освіти і науки України

Наукові консультанти: доктор технічних наук, професор,
ЛОЗИНСЬКИЙ АНДРІЙ ОРЕСТОВИЧ,
Національний університет «Львівська політехніка»,
директор Інституту енергетики і систем керування;

доктор технічних наук, професор,
ВАНЦЕВІЧ ВЛАДІМІР (VANTSEVICH VLADIMIR),
Університет Алабами в м. Бірмінгемі, США,
директор машинобудівної і роботехнічної лабораторії

Офіційні опоненти: доктор технічних наук, професор
ГОРБІЙЧУК МИХАЙЛО ІВАНОВИЧ,
Івано-Франківський національний технічний університет
нафти і газу,
завідувач кафедри комп'ютерних систем та мереж;

доктор технічних наук, професор
ПАЛАМАР МИХАЙЛО ІВАНОВИЧ
Тернопільський національний технічний університет імені
Івана Пулюя,
завідувач кафедри приладів і контрольно вимірювальних
систем;

доктор технічних наук, доцент
БЛІНЦОВ ОЛЕКСАНДР ВОЛОДИМИРОВИЧ
Національний університет кораблебудування імені
адмірала Макарова Міністерства освіти і науки України,
завідувач кафедри комп'ютерних технологій та
інформаційної безпеки

Захист відбудеться «15» лютого 2019 р. о 12 годині 00 хвилин на засіданні спеціалізованої вченої ради Д 35.052.18 у Національному університеті «Львівська політехніка» (79013, м. Львів, вул. С. Бандери, 12, ауд. 226 головного корпусу).

З дисертацією можна ознайомитись у бібліотеці Національного університету «Львівська політехніка» (79013, м. Львів, вул. Професорська, 1).

Автореферат розісланий «___» _____ 2019 р.

Вчений секретар спеціалізованої
вченої ради, д-р техн. наук, проф.

Пархуць Л. Т.

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

Актуальність теми. Ускладнення структури об'єктів керування, підвищення вимог щодо якості перехідних процесів, поліпшення техніко-економічних показників ставить нові завдання при синтезі систем керування. У багатьох випадках традиційні підходи теорії автоматичного керування не забезпечують виконання поставлених вимог, зокрема у випадку нелінійних систем, для яких формальні лінеаризовані в околі робочої точки моделі опису перехідних процесів не повністю враховують усі визначальні чинники, що характеризують процеси, які вони описують, а синтезована на основі такої спрощеної моделі об'єкта система керування відповідним чином працюватиме тільки в певній області простору станів. Окрім того, застосування нелінійної моделі об'єкта, яку успішно використовують для комп'ютерної симуляції режимів його роботи, через її складність є практично непридатною для синтезу систем керування за допомогою класичних підходів. Більшість методів нелінійної теорії автоматичного керування направлена на аналіз стійкості системи, а не на формування відповідних динамічних характеристик. Синтез оптимального керування нелінійним об'єктом вимагає розв'язку задачі ідентифікації стану об'єкта та відповідної адаптації параметрів системи керування. Ця задача істотно ускладнюється, якщо інформація про сам об'єкт та зміну його параметрів у часі не повна.

Перспективним, на нашу думку, шляхом вирішення задачі формування оптимального керування є застосування теорії інтелектуального керування, зокрема теорії нечітких множин. Модель нелінійної системи за такого підходу може бути представлена у вигляді композиції лінійних моделей, до яких можна застосувати класичні методи синтезу керуючих впливів, зокрема керування за повним вектором стану системи, що відповідає структурі нечіткого регулятора виду Такагі-Сугено. Проте для синтезу нечіткого регулятора на основі сформованого сімейства динамічних підсистем на сьогодні немає загальноприйнятих методів. Особливо це стосується формування бажаних динамічних характеристик при накладених обмеженнях як на вихідну, так і проміжні змінні вектора стану системи. Збільшення порядку керованого об'єкта призводить до ускладнення структури регулятора з погляду і його реалізації, і синтезу керуючих впливів для окремого правила.

Застосування нечіткого керування, синтезованого на основі сімейства динамічних підсистем, дає змогу формувати задачу багатокритеріального керування, як задачу зі змінними ваговими коефіцієнтами окремих критеріїв, що, своєю чергою, потребує нових підходів до її вирішення.

Усе сказане вище підтверджує актуальність розробки нових та розвитку існуючих методів синтезу й аналізу інтелектуальних систем керування технологічними об'єктами, що надійно функціонують в усіх режимах їхньої роботи та забезпечують формування відповідних динамічних та статичних характеристик системи з врахуванням накладених обмежень на її координати та в умовах дії значних параметричних та координатних збурень.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дослідження проводилися відповідно до основних напрямків наукових досліджень Національного університету «Львівська політехніка» «Створення математичних моделей електромеханічних перетворювачів і систем автоматизації систем керування

технологічними процесами й електромеханічних систем автоматичного керування промисловим обладнанням, їх автоматизоване проектування», а також рекомендованим Вченою радою університету та розробленим згідно зі Законом України «Про пріоритетні напрямки розвитку науки та техніки» від 11 липня 2001 року науковим напрямом інституту енергетики та систем керування «Ресурсозберігаючі технології та інтелектуальні системи керування в енергозабезпеченні об'єктів економічної діяльності».

Проведені дослідження виконувалися за участю автора в науково-дослідних держбюджетних роботах Міністерства освіти та науки України: ДБ «Еплік» (держреєстрація № 0107U001103), ДБ «Інтелектуал» (держреєстрація 0109U001149), ДБ «FuzzyOpt» (держреєстрація 0111U001230), які виконувалися протягом 2007–2011 рр. Частина досліджень проводилась у рамках гранту NATO SPS MYP G5176 «Agile Tire Mobility for Severe Terrain Environments».

Мета та завдання дослідження. Метою роботи є розвиток теорії нечіткого керування, зокрема методу синтезу регулятора Такагі-Сугено з використанням стандартних форм розміщення коренів характеристичного полінома, а також аналіз впливу нестійкої підсистеми на динамічні характеристики об'єкта та стійкість керованої системи.

Для досягнення поставленої мети необхідно розв'язати такі задачі:

- проаналізувати вплив різних форм розподілу коренів характеристичного полінома, параметричних та непараметричних ступенів свободи нечіткого регулятора на динамічні характеристики об'єктів керування;
- проаналізувати стійкість систем із нечіткими регуляторами, синтезованими на основі стандартних форм розподілу коренів характеристичного полінома;
- проаналізувати вплив нестійкої підсистеми за різної кількості коренів у правій півплощині на динамічні характеристики об'єкта керування;
- проаналізувати вплив траєкторій руху коренів з правої у ліву півплощину на динамічні характеристики керованого об'єкта при застосуванні нечіткого регулятора з нестійкою підсистемою;
- розробити критерій стійкості для аналізу стійкості керованого об'єкта при застосуванні нечіткого регулятора з нестійкою підсистемою;
- розробити структуру каскадного нечіткого регулятора, що забезпечує обмеження проміжних координат вектора стану системи;
- проаналізувати можливість використання критеріїв зі змінними в часі ваговими коефіцієнтами для покращення показників функціонування динамічних систем;
- проаналізувати роботу нечітких регуляторів з нестійкою підсистемою та синтезованих на основі стандартних форм розміщення коренів характеристичного полінома у випадку нелінійного об'єкта та об'єкта зі змінними в часі параметрами;
- створити математичні моделі досліджуваних об'єктів.

Об'єктом дослідження є динамічні процеси в системах з нечіткими регуляторами, які реалізують керування за повним вектором стану.

Предметом дослідження є аналіз та синтез нечітких регуляторів виду Такагі-Сугено з метою отримання бажаних показників динаміки та статички.

Методи досліджень В основу досліджень покладено методи класичної теорії автоматичного керування (для аналізу стійкості систем та синтезу оптимальних законів керування), теорії нечітких множин (для структурно-параметричного синтезу нечітких регуляторів), теорії матриць та матрицевих нерівностей (для синтезу систем керування за повним вектором стану та дослідження стійкості), математичне моделювання для створення моделей досліджуваних об'єктів.

Наукова новизна одержаних результатів полягає у тому, що:

- вперше в системах керування застосовано методику синтезу нечіткого регулятора, що формує нестійку підсистему, та проаналізовано вплив кількості коренів та траєкторій їхнього руху у ліву півплощину на динамічні характеристики системи, що дало змогу і покращити співвідношення між швидкодією системи та складністю запропонованого регулятора, й уможливило набуття ним нових властивостей (керувані автоколивання, швидкий старт тощо), залежно від структури, та непараметричних характеристик нечіткого регулятора;
- розроблено метод синтезу каскадного нечіткого регулятора, який враховує обмеження проміжних координат вектора стану системи, і водночас дає змогу отримати простішу структуру нечіткого регулятора;
- отримала подальший розвиток теорія нечіткого керування щодо розробки методу синтезу нечітких регуляторів виду Такагі-Сугено з використанням стандартних форм розподілу коренів характеристичного полінома, що дало змогу уникнути розв'язування матрицевих нерівностей для знаходження параметрів регулятора та забезпечило формування бажаної динаміки роботи системи;
- отримала подальший розвиток теорія аналізу стійкості систем із нечіткими регуляторами, зокрема сформовано критерій стійкості для випадку системи з нестійкою підсистемою та проаналізовано стійкість систем із нечітким регулятором, синтезованим на основі стандартних форм розміщення коренів характеристичного полінома;
- отримала подальший розвиток теорія багатокритеріального оптимального керування щодо синтезу регулятора у випадку формування комплексного критерію зі змінними в часі ваговими коефіцієнтами окремих критеріїв, що дало змогу формувати оптимальне керування з врахуванням ділянки траєкторії руху системи.

Практичне значення одержаних результатів:

- запропонований метод синтезу нечіткого регулятора на основі стандартних форм розміщення коренів характеристичного полінома дав змогу набагато спростити структуру нечіткого регулятора та підвищити показники динаміки системи, забезпечивши при цьому відсутність перерегулювання вихідної координати;
- практичне використання синтезованих нечітких регуляторів із нестійкою підсистемою забезпечило і покращення показників динаміки (на 30-40% порівняно з класичною системою), і дає змогу реалізувати коливні процеси зі заданою амплітудою та частотою і бажану швидкодію за збуренням;
- запропонована структура каскадного нечіткого регулятора, синтезованого з використанням стандартних форм розподілу коренів характеристичного

полінома, забезпечує і необхідне обмеження проміжних координат, і формування високих показників динамічних характеристик;

- розроблена структура та метод синтезу інтелектуальної системи керування з нечітким задавачем інтенсивності дала змогу зменшити проковзування коліс електромобіля в умовах розгону на різних поверхнях;
- синтезований на основі запропонованого підходу нечіткий регулятор системи керування контуром переміщення електродів дугової сталеплавильної печі забезпечує задані динамічні характеристики в нелінійній системі і тим самим покращує техніко-економічні показники функціонування дугової сталеплавильної печі.

Отримані результати повністю готові до впровадження. Результати роботи рекомендується застосовувати як при створенні нових, так і модернізації існуючих систем керування технологічними об'єктами.

Результати роботи також використовуються в навчальному процесі в курсах: «Інтелектуальне керування та синтез в електромеханічних системах» та «Інтелектуальне керування транспортними засобами» Національного університету «Львівська політехніка», курсі «Основи робототехніки» Львівського національного університету імені Івана Франка, курсах «Штучний інтелект» та «Мережі Інтернет речей» Українського католицького університету, курсах ME632 та ME732 Autonomous Wheel Power Management Systems, також ME430 та ME530 Vehicle Dynamics університету Алабами в Бірмінгемі. Крім того, результати роботи було використано у Національному університеті «Львівська політехніка» при виконанні держбюджетних науково-дослідних тем, при розробці програмного забезпечення для мобільних роботів у SoftServe Inc. та при розробці програмного забезпечення управління двигуном компанії «Електронпобутприлад».

Особистий внесок дисертанта. Усі основні результати дисертаційної роботи, що виносяться на захист, здобувач отримав особисто. У друкованих працях, опублікованих у співавторстві, авторові належать такі результати:

- підхід до аналізу стійкості систем із нечітким регулятором [1, 2, 27, 30, 31];
- методика дослідження стійкості систем з нестійкою підсистемою [4, 5, 32];
- метод синтезу регулятора, що забезпечує формування керованих коливань в околі робочої точки [6];
- підходи до дослідження впливу ступенів свободи нечіткого регулятора на характеристики динамічної системи [7, 11, 19, 21];
- принцип синтезу багатокритеріальних оптимальних регуляторів зі змінними ваговими коефіцієнтами [8, 12, 20, 35];
- синтез регуляторів системи автоматичного керування переміщенням електрода дугових сталеплавильних печей [17–18];
- синтез нечітких регуляторів нелінійних систем [23, 24, 37];
- синтез регулятора для системи зі змінними параметрами [25, 26, 36, 38];
- синтез нечіткого коректора вхідного сигналу системи електроприводу колеса електромобіля [28, 29].

Апробація результатів дисертації.

Основні положення дисертаційної роботи та результати досліджень доповідалися, обговорювалися та отримали схвальний відгук на:

1. Міжнародна науково-технічна конференція «Штучний інтелект. Інтелектуальні системи» (2008 р., 2010 р., смт Кацівелі, Крим, Україна).
2. Матеріали міжнародної конференції з автоматичного управління «Автоматика – 2010» (27–29 вересня 2010 р., Харків).
3. Міжнародна наукова конференція «Інтелектуальні системи прийняття рішень та проблеми обчислювального інтелекту» (16–20 травня 2011р., м. Євпаторія, Крим, Україна).
4. Міжнародна наукова конференція з автоматичного управління «Автоматика – 2011» (28–29 вересня 2011 р., м. Львів, Україна).
5. Міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми енерго-ресурсозбереження в електротехнічних системах. Наука, освіта і практика» (2014 р., 2015 р., м. Кременчук, Україна).
6. International conference «Computational Problems of Electrical Engineering», CPEE'2015 (25 September, 2015. Lviv, Ukraine).
7. International Conference «Modern electrical and energy systems» (MEES 2017) (November 15–17, 2017, Kremenchuk, Ukraine).
8. 25th International Symposium on Dynamics of Vehicles on Roads and Tracks (14–18 August 2017, Central Queensland University Rockhampton, Queensland).
9. 19th International & 14th European-African Regional Conference of the ISTVS (25–27 September 2017, Budapest, Hungary).
10. IEEE International Conference on Fuzzy Systems (FUZZ-IEEE) (8–13 July 2018, Rio de Janeiro, Brazil).
11. На наукових семінарах кафедр електроприводу та автоматизації промислових установок і технологічних комплексів та електричних машин і апаратів Національного університету «Львівська політехніка»;
12. На науковому семінарі Наукової ради НАН України «Моделі та методи комп'ютерного аналізу електричних кіл та електромеханічних систем».

Публікації. За результатами виконаних у дисертаційній роботі досліджень опубліковано 38 наукових праць (з них 12 одноосібні), з них 21 стаття у наукових фахових виданнях України; 2 статті у науковому періодичному виданні іншої держави, 8 праць, що включені до наукометричної бази даних Scopus.

Обсяг і структура роботи. Дисертаційна робота складається зі вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел із 273 найменувань на 31 сторінці та 2 додатків. Повний обсяг роботи становить 310 сторінок, з яких 265 сторінки основної частини, 145 рисунків і 26 таблиць.

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ ДИСЕРТАЦІЙНОЇ РОБОТИ

У **вступі** обґрунтовано актуальність теми дисертаційної роботи, сформульовано мету та основні завдання, предмет та об'єкт дослідження, відображено наукову новизну та практичне значення отриманих результатів.

У **першому розділі** виконано аналіз сучасних підходів синтезу систем керування, зокрема у випадку нелінійних систем та систем зі змінними

параметрами, показано недоліки існуючих підходів синтезу нечітких регуляторів, визначено та обґрунтовано задачі, які необхідно розв'язати. Так застосування в електромеханічних системах автоматизації технологічних об'єктів систем керування з нечіткими регуляторами вимагає розв'язку суто теоретичних та методологічних задач, пов'язаних із:

- створенням, на основі класичної теорії керування, методу синтезу нечіткого регулятора виду Такагі-Сугено, що забезпечує формування бажаних динамічних процесів у нелінійних системах з урахуванням обмежень на проміжні координати, а саме:
 - аналіз впливу різних стандартних форм розміщення коренів та ступенів свободи нечіткого регулятора на характер перехідного процесу та динамічні властивості системи;
 - застосування сімейства динамічних підсистем для синтезу нечіткого регулятора нелінійного об'єкта;
 - аналізу впливу нестійкої підсистеми та годографу руху коренів на характеристики системи;
- формування ефективних критеріїв аналізу стійкості систем із нечітким регулятором, синтезованим на основі формування заданого розподілу коренів характеристичного полінома окремої динамічної підсистеми при використанні нормального перекриття функцій належності та гравітаційного методу усунення нечіткості:
 - для систем зі стійкими підсистемами на основі матрицевих рівнянь та функції Ляпунова;
 - для системи з нестійкою підсистемою;
- реалізації багатокритеріального керування зі змінними ваговими коефіцієнтами;
- формування каскадних нечітких регуляторів для забезпечення обмеження проміжних координат системи на заданому рівні, що визначається і прийнятим критерієм якості, і фізичними можливостями системи.

Поряд з цим, у системах керування згаданими технологічними об'єктами залишається актуальним і розв'язування таких традиційних задач як:

- забезпечення належних динамічних та статичних характеристик системи при дії випадкових збурень та зміні її параметрів у процесі роботи;
- моделювання типових нелінійностей електромеханічних систем при створенні нечітких моделей досліджуваних систем та синтезі регуляторів;
- дослідження поведінки систем з нечіткими регуляторами, синтезованими з використанням запропонованого підходу.

Враховуючи те, що частина сформованих задач має теоретичний характер, їхній розв'язок є своєрідним внеском у розвиток теорії нечіткого керування технологічними об'єктами.

У другому розділі, зокрема на основі підходу до формування сімейства динамічних систем, які використовують для синтезу нечіткого регулятора, вдалось синтезувати регулятор системи, що враховує динамічні процеси в системі, та апроксимувати модель системи у випадку зміни її параметрів під час роботи.

Нелінійну систему, яка в загальному випадку описується диференціальним рівнянням n -го порядку, зведено до системи диференціальних рівнянь першого порядку

$$\dot{\bar{x}}(t) = f(\bar{x}(t), \theta(t)) + g(\bar{x}(t))\bar{u}(t) + \xi(t),$$

де $\bar{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)]^T$, $x_1(t) = x(t)$, $x_2(t) = x'(t)$, $\bar{u}(t) \in R^n$ – вектор керуючих впливів, $\xi(t)$ – зовнішні збурюючі впливи, $f(\bar{x}(t), \theta(t))$ та $g(\bar{x}(t))$ – нелінійні функції, описані в області робочих точок системи, $\theta(t)$ – вектор змінних параметрів, що не залежать від $x_i(t)$. У теорії класичного керування цю систему, нехтуючи зовнішніми збуреннями та використовуючи перший доданок розкладу в ряд Тейлора по $x(t)$ правої частини лінеаризують в околі окремої точки простору станів і формують керуючі впливи на основі отриманої моделі. В теорії fuzzy моделювання для опису нелінійної системи використовують дещо інший підхід. Робочу область розбито на n підобластей, відповідно до кількості точок лінеаризації, а загальну модель нелінійної системи утворено набором n нечітких правил виду:

$$R^i: \text{ IF } x_1 \in M_1^i \text{ and } x_2 \in M_2^i \text{ and } \dots x_n \in M_n^i \text{ THEN} \\ \dot{\bar{x}}(t) = A_i(\theta)\bar{x}(t) + B_i\bar{u}(t), \quad i = \overline{1, n},$$

де R^i – i -те правило, $M_j^i, N_j^i, i = \overline{1, k}, j = \overline{1, n}$ – області розбиття, $A_i(\theta), B_i \in R^{n \times n}$ – матриці, що формують модель системи в околі певної робочої точки (локальна модель), відносно деякого θ .

Регулятор загальної системи одержано за допомогою використання апарату нечіткої логіки;

$$R^i: \text{ IF } x_1 \in N_1^i \text{ and } x_2 \in N_2^i \text{ and } \dots x_n \in N_n^i \text{ THEN} \\ \bar{u}(t) = K_i\bar{x}(t), \quad j = \overline{1, n},$$

де $K_i \in R^{n \times n}$ – матриці, що визначають налаштування регулятора i -тої системи на ту чи іншу стандартну лінійну форму.

У найбільш загальному вигляді при застосуванні гравітаційного методу дефазифікації отримано таку модель загальної системи:

$$\dot{\bar{x}}(t) = \sum_{i=1}^k v_i(\bar{x}) \left(A_i + B_i \sum_{j=1}^l \mu_j(\bar{x}) K_j \right) \bar{x}(t), \quad (1)$$

$$\text{де } v_i = v_i(\bar{x}) = \frac{\prod_{j=1}^n M_j^i(x_j(t))}{\sum_{i=1}^k \prod_{j=1}^n M_j^i(x_j(t))}, \quad \mu_i = \mu_i(\bar{x}) = \frac{\prod_{j=1}^n N_j^i(x_j(t))}{\sum_{i=1}^l \prod_{j=1}^n N_j^i(x_j(t))}, \quad M_j^i(x_j(t)), \quad N_j^i(x_j(t))$$

– функції належності $x_j(t)$ до відповідної області M_j^i чи N_j^i , $\sum_{i=1}^k v_i = 1$, $\sum_{i=1}^l \mu_i = 1$, k та l – кількість областей розбиття для створення моделі системи та синтезу керуючих

впливів, відповідно, A_i, B_i – матриці, що визначають роботу i -ї підсистеми, $\nu_i(\bar{x}), \mu_i(\bar{x})$ – нормовані функції належності.

При цьому можливі такі варіанти:

- 1) кількість синтезованих керуючих впливів менша від кількості отриманих підсистем, тобто $l < k$;
- 2) кількість синтезованих керуючих впливів відповідає кількості отриманих підсистем, тобто $l = k$;
- 3) кількість синтезованих керуючих впливів більша від кількості отриманих підсистем, тобто $l > k$.

Отже, на відміну від класичної теорії керування, застосування апарату теорії нечітких множин дає змогу синтезувати керуючі впливи, що забезпечують формування траєкторії руху системи як сукупності тректорій її підсистем з бажаними характеристиками.

Реалізація першого варіанта синтезу системи керування зумовлена необхідністю спрощення структури нечіткого регулятора у випадку систем з великою кількістю змінних стану. Синтез керуючих впливів зазвичай проводять з використанням теорії робастного керування. За умови знаходження окремого параметру, на основі якого формується частина правила «якщо ...» нечіткого регулятора можливим стає використання варіанта, за якого кількість синтезованих керуючих впливів більша від кількості отриманих підсистем. При цьому для окремої лінійної підсистеми отримано структуру системи керування, що показана на рис. 1.

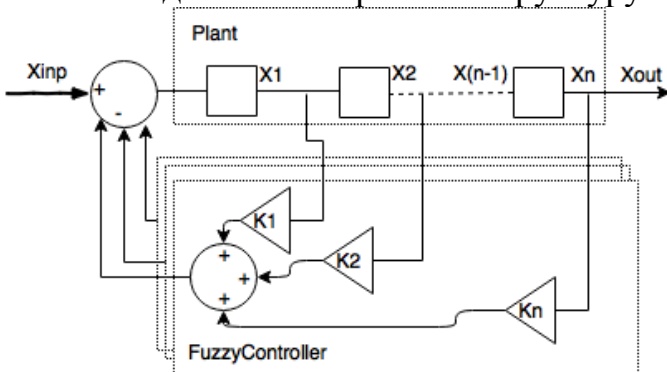


Рис. 1. Схема лінеаризованої системи з нечітким регулятором

Нехай кожна з підсистем буде асимптотично стійкою за Ляпуновим, тобто для кожної з них виконується умова:

$$(A_i + B_i K_i)^T P_i + P_i (A_i + B_i K_i) = -Q_i, \quad i = \overline{1, k},$$

де P_i – розв'язок рівняння Ляпунова для окремої підсистеми $Q_i = Q_i^T > 0, P_i = P_i^T > 0$.

Виконано такі перетворення системи:

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}}(t) &= \sum_{i=1}^k \nu_i (A_i + B_i K_i) \bar{x}(t) + \sum_{i=1}^k \nu_i B_i \left(\sum_{j=1}^k \mu_j K_j - K_i \right) \bar{x}(t) = \\ &= \sum_{i=1}^k \nu_i (A_i + B_i K_i) \bar{x}(t) + \sum_{j=1}^k \nu_j B_j \mu_j (K_j - K_1) \bar{x}(t) + \sum_{i=2}^k \sum_{j=1}^k \nu_i B_i \mu_j (K_j - K_i) \bar{x}(t) = \end{aligned}$$

Проаналізовано стійкість системи з нечітким регулятором. Отримані результати дають змогу стверджувати можливість застосування пропонованого підходу до формування вихідної координати системи і з постійними і зі змінними параметрами.

Для аналізу стійкості системи (1) використано другий метод Ляпунова.

$$\begin{aligned}
&= \sum_{i=1}^k v_i (A_i + B_i K_i) \bar{x}(t) - \sum_{i=2}^k (K_i - K_1) (v_1 \mu_i B_1 - v_i \mu_1 B_i) \bar{x}(t) + \sum_{j=2}^k v_1 B_1 \mu_j (K_j - K_2) \bar{x}(t) + \\
&+ \sum_{i=3}^k \sum_{j=2}^k v_i B_i \mu_j (K_j - K_i) \bar{x}(t) = \\
&= \sum_{i=1}^k v_i (A_i + B_i K_i) \bar{x}(t) - \sum_{i=2}^k (K_i - K_1) (v_1 \mu_i B_1 - v_i \mu_1 B_i) \bar{x}(t) - \\
&- \sum_{i=3}^k (K_i - K_2) (v_2 \mu_i B_2 - v_i \mu_2 B_i) \bar{x}(t) + \sum_{i=3}^k \sum_{j=3}^k v_i B_i \mu_j (K_j - K_i) \bar{x}(t).
\end{aligned}$$

На основі цих міркувань було доведено такі твердження:

Лема 1. Якщо матриці $Z, R, C, D \in R^{n \times n}$ і $Z = Z^T > 0$, $R = R^T > 0$, $C < 0$, $D < 0$, то

- а) $C + D < 0$;
- б) $Z \cdot R > 0$;
- в) $C \cdot Z < 0$;
- г) $Z \cdot C < 0$;
- д) $C^T < 0$.

Лема 2. Якщо $Z, R, C \in R^{n \times n}$, $Z = Z^T > 0$, $R = R^T > 0$ та справедлива рівність

$$C^T R + RC = -Z,$$

то $C < 0$.

Теорема. Якщо вибрати матриці $K_i, i = \overline{1, k}$ таким чином, що системи $\dot{\bar{x}}(t) = A_i + B_i u(t)$ стійкі за Ляпуновим та

$$\sum_{j=1}^{k-1} \sum_{i=j+1}^k \left\{ \left[(K_i - K_j) (v_j \mu_i B_j - v_i \mu_j B_i) \right]^T P + P (K_j - K_i) (v_j \mu_i B_j - v_i \mu_j B_i) \right\} > - \sum_{i=1}^k \bar{Q}_i,$$

де $\bar{Q}_i > 0, i = \overline{1, k}$, матриця P пов'язана з усіма системами, $P = \prod_{i=1}^k P_i$, то система

(1) теж стійка за Ляпуновим.

Зауваження 1. Доведення теореми залишається справедливим, якщо замість P взяти довільну симетричну додатно визначену матрицю або добуток довільної кількості таких матриць.

Наслідок 1. Якщо вибрати матриці $K_i, i = \overline{1, k}$ таким чином, що підсистеми $\dot{\bar{x}}(t) = A_i + B_i u(t)$ стійкі за Ляпуновим, $v_j \mu_i = v_i \mu_j$, $i, j = \overline{1, k}$ та $B_i = B$, $i = \overline{1, k}$, то досліджувана система стійка за Ляпуновим.

Для знаходження параметрів регуляторів застосовано апарат класичної теорії керування, а саме, синтез на основі стандартних форм розподілу коренів характеристичного полінома, зокрема біноміальна, Батерворта, Бесселя, Чебишева, найбільша швидкодія, мінімум середньоквадратичної похибки.

Під час перемикання між стандартними формами використано лінійні та нелінійні функції належності, зокрема, $L(x; \alpha, \beta)$, сигмоїдальна, параметризована та ін.

Для порівняння впливу досліджуваних ступенів свободи на характеристики динамічної системи застосовано відомі інтегральні показники якості ISE, ITSE, ITAE, IAE

$$I_1 = \int_0^T e(t)^2 dt, \quad I_2 = \int_0^T t e(t)^2 dt, \quad I_3 = \int_0^T t |e(t)| dt, \quad I_4 = \int_0^T |e(t)| dt,$$

а також узагальнений інтегральний показник якості $I = \sum_{i=1}^4 \gamma_i I_i$, де γ_i – вагові коефіцієнти критеріїв.

При синтезі системи керування необхідно також враховувати і зміну проміжних координат системи. Для порівняння систем за різних значень параметрів функції належності з врахуванням обмежень, накладених на проміжні координати, сформовано функцію покарання у такому вигляді:

$$F_{penalty} = \int_0^T \left(\alpha_1 H(x_1(t) - x_{\max}) \left(\frac{x_1(t)}{x_{1,\max}} \right)^2 + \alpha_2 H(x_n(t) - x_{\max}) \left(\frac{x_n(t)}{x_{n,\max}} \right)^2 + \alpha_3 t_{5\%} + \alpha_4 t_{ycm} \right) dt$$

де $H(\cdot)$ – функція Хевісайда, $x_{1,\max}$ – максимальне перерегулювання вихідного сигналу першої маси, $x_{n,\max}$ – максимальне перерегулювання вихідного сигналу, $t_{5\%}$ – час входження в 5% зону, t_{ycm} – час першого досягнення заданого значення, $\alpha_i, i = \overline{1..4}$ – деякі вагові множники. Покладемо $\alpha_i = 1$. Тоді загальний інтегральний показник якості матиме вигляд $I^* = I + F_{penalty}$.

Кожна з досліджених форм має свої переваги та недоліки, однак на основі проведеного аналізу отриманих результатів можна стверджувати, що ці недоліки можна усунути, комбінуючи ці форми в нечіткому регуляторі, параметри якого змінюються залежно від величини похибки регулювання. Для порівняльного аналізу характеристик динамічної системи з нечітким регулятором проведено дослідження для налаштувань на різні стандартні форми в зонах малих та великих відхилень. Параметри функцій належності та значення середньгеометричного кореня залишалися постійними. Частина результатів досліджень, для яких було отримано найменше значення загального інтегрального показника якості, наведено у табл. 1. У таблиці використано такі скорочення для стандартних лінійних форм: Бат – форма Батерворта, Бін – біноміальна форма, Бес – форма Бесселя, Ншв – найбільшої швидкодії, Чеб – форма Чебишева, Мпр – мінімум середньквадратичної похибки

Таблиця 1

Показники якості при використанні регуляторів, сформованих на основі комбінацій стандартних форм

	I_2	I_4	I	$\max(x_1(t))$	I^*	$t_{5\%}, c.$	$t_1, c.$	$t_{ycm}, c.$
Бат-Бін	0.03971	0.08985	0.05178	1.14029	0.08066	0.77950	1.05450	1.78250
Бат-Бес	0.03281	0.06281	0.04781	1.17302	0.06326	0.58550	0.67450	1.68775
Ншв-Бес	0.03386	0.06473	0.04929	1.12653	0.06477	0.59600	0.68850	1.69575
Ншв-Бін	0.04098	0.09258	0.06678	1.09852	0.08275	0.79050	1.06750	1.79750
Чеб-Бат	0.02701	0.06577	0.05639	1.40247	0.14156	0.78550	0.46750	2.31200
Мпр-Ншв	0.02602	0.05166	0.06884	1.51966	0.10506	0.50450	0.59875	1.96175

Результати проведених досліджень свідчать, що оптимальна, при сформованому критерії якості, поведінка системи буде забезпечена, коли на початковому етапі функціонуватиме підсистема з регулятором, що налаштований на стандартну форму Баттерворта або на стандартну форму, що забезпечує найбільшу швидкодію, а в зоні малих відхилень – стандартну форму Бесселя. Доволі хороші показники забезпечує і поєднання найбільш уживаних при синтезі електромеханічних систем форм налаштування регуляторів – форми Баттерворта та біноміальної.

При цьому в більшості досліджуваних випадків значення $x_1(t)$ перевищує або наближається до максимально допустимого значення. Це може бути недопустимим для певних технологічних процесів. Тому доцільно розглянути систему, що складається з трьох підсистем, в якій на початковому етапі діятиме підсистема яка забезпечить обмеження проміжної координати $x_1(t)$ на заданому рівні, а на кінцевому (в області малих відхилень) – підсистема, що забезпечуватиме плавне наближення до області робочої точки. Зокрема суттєвого виграшу у швидкодії системи можна досягти, застосувавши на початковому етапі (в області великих відхилень) підсистему з регулятором, що забезпечує найбільшу швидкодію, потім підсистему, що забезпечує мінімум інтеграла від квадрата похибки, а в області малих відхилень – підсистему з регулятором, що налаштована на стандартну лінійну форму Бесселя.

Проведено аналіз впливу ступенів свободи нечіткого регулятора на синтезований вихідний сигнал регулятора, та, відповідно, на формування траєкторії руху системи. Застосування апарату стандартних форм розподілу коренів характеристичного полінома дає змогу суттєво спростити задачу синтезу параметрів та структуру нечіткого регулятора, забезпечує можливість поєднання переваг різних форм, зокрема високої швидкодії при підході до області робочої точки, плавного наближення до неї та відсутності перерегулювання вихідної координати і тим самим покращує динамічні властивості системи. Доцільним є застосування так званих гравітаційних методів дефазифікації, оскільки використання max та min дефазифікації призводить до появи системи зі змінною структурою і відповідними для цих систем недоліками, зокрема, виникнення ефекту гіперперемикань. Отримані результати дають змогу стверджувати, що оптимальна, при сформованому критерії якості, поведінка системи з нечітким регулятором забезпечена, коли на початковому етапі функціонуватиме підсистема з регулятором, що налаштований на стандартну форму Баттерворта або на стандартну форму, що забезпечує найбільшу швидкодію, а в зоні малих відхилень – стандартну форму Бесселя чи біноміальну.

У результатах досліджень, викладених вище, застосовувалися стандартні форми розподілу коренів характеристичного полінома, які забезпечують значення середньгеометричного кореня, рівного ω_0 , що фактично визначає перехідні процеси вихідної та проміжних координат системи. В науковій літературі відомі підходи до формування бажаної форми розподілу коренів характеристичного

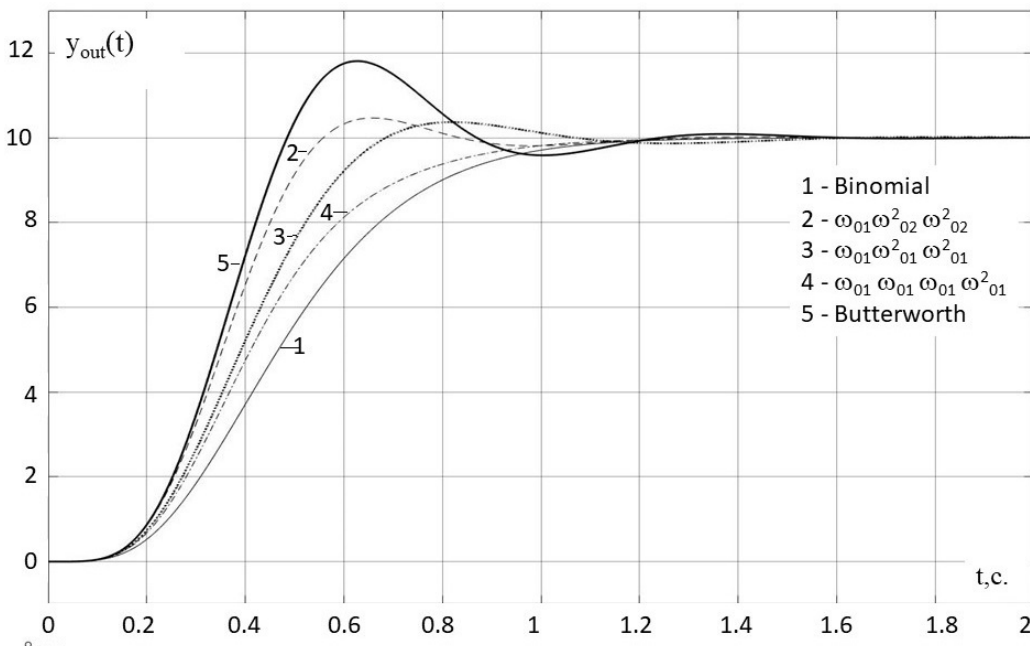
рівняння як добутку полінома чисельника на поліном стандартної форми нижчого порядку. Це дає змогу ефективно компенсувати вплив нулів системи. Можливим варіантом є використання при синтезі керуючого впливу окремого правила нечіткого регулятора форми, утвореної комбінацією стандартних форм нижчого порядку з іншим, відмінним від ω_0 значенням середньгеометричного кореня. Таким чином з'являються додаткові параметри, синтез яких дає можливість отримати розподіли коренів характеристичного поліному, що б забезпечувало необхідні характеристики динамічної системи з одночасним формуванням проміжних координат.

У роботі показано ефект формування характеристичного полінома як комбінації поліномів для систем різних порядків. Так у випадку системи п'ятого порядку досліджено ефективність використання стандартних форм, утворених поєднанням бінома другого порядку і Баттерворта третього порядку, бінома третього порядку та Баттерворта другого порядку:

$$H_{\text{прон}}^{\text{бам}4} = (p + \omega_{01})(p^2 + p\omega_{02} + \omega_{02}^2)(p^2 + p\omega_{02} + \omega_{02}^2), \quad \omega_{01}\omega_{02}^4 = \omega_0^5$$

$$H_{\text{прон}}^{\text{бам}5} = (p + \omega_{01})(p^2 + p\omega_{01} + \omega_{01}^2)(p^2 + p\omega_{02} + \omega_{02}^2), \quad \omega_{01}^3\omega_{02}^2 = \omega_0^5$$

$$H_{\text{прон}}^{\text{бам}6} = (p + \omega_{01})(p + \omega_{01})(p + \omega_{01})(p^2 + p\omega_{02} + \omega_{02}^2), \quad \omega_{01}^3\omega_{02}^2 = \omega_0^5$$



Для системи п'ятого порядку можливими є й інші варіанти формування характеристичного полінома як комбінації стандартних форм нижчих порядків. На рис. 2. наведено вихідні сигнали системи при різних варіантах розподілу полюсів.

Рис. 2. Перехідні процеси в системі зі стандартними 1 – біноміальною, 2 – Баттерворта та запропонованою формами розподілу коренів при 3 – $H_{\text{прон}}^{\text{бам}4}$, при $\omega_0 = 10$, $\omega_{01} = 5.92$, $\omega_{02} = 13.96$ 4 – $H_{\text{прон}}^{\text{бам}5}$, при $\omega_0 = 10$, $\omega_{01} = 6.3$, $\omega_{02} = 20$, і 5 – $H_{\text{прон}}^{\text{бам}6}$ $\omega_0 = 10$, $\omega_{01} = 8$, $\omega_{02} = 195.31$.

Наведені результати дають змогу стверджувати, що запропонований підхід до формування бажаного характеристичного полінома як комбінації стандартних форм нижчих порядків забезпечує покращення динамічних характеристик системи

порівняно з налаштуванням на стандартні форми бінома та Батерворта, проте, слід зазначити, що у порівнянні з використанням нечітких регуляторів цей вигравш є дещо меншим.

Результати, отримані при моделюванні досліджуваних систем, підтверджено аналітичним методом. Для прийнятої при проведенні досліджень динамічної системи третього порядку для випадку сталих коефіцієнтів рівняння у відхиленнях матиме вигляд:

$$\frac{d^3 e(t)}{dt^3} + a_1 \frac{d^2 e(t)}{dt^2} + a_2 \frac{de(t)}{dt} + a_3 e(t) = 0, t \in [0; T]$$

$$e(0) = x_{\text{input}}, e'(0) = 0, e''(0) = 0.$$

де a_i – сталі коефіцієнти системи, x_{input} – сталий вхідний сигнал у систему. Значення коефіцієнтів a_i визначає розподіл коренів характеристичного полінома системи. Ці корені, для кожного набору коефіцієнтів, є сталими, причому їх розташування визначає характер перехідних процесів у системі.

Застосування теорії нечітких множин дає змогу змінювати розміщення коренів динамічної системи залежно від величини похибки розузгодження, тобто від ділянки траєкторії, де в цей момент перебуває система. У цьому випадку ми переходимо до систем зі змінними коефіцієнтами.

У загальному випадку такі коефіцієнти матимуть вигляд:

$$a_i = \sum_{j=1}^n a_i^j \cdot \mu_j(e(t))$$

$$\sum_{i=1}^n \mu_i(e(t)) = 1, a_i^j = \text{const}, i = \overline{1..3}, j = \overline{1..N}$$

де $\mu_j(e(t))$ – функції належності $e(t)$ до однієї з підобластей, на які розбита область зміни $e(t)$, N – кількість таких підобластей.

Для спрощення викладу розглянуто випадок, коли $N = 2$ (тоді $\mu_2 = 1 - \mu_1$), хоча отримані результати можуть бути узагальнені на довільну кількість підобластей. Розіб'ємо часовий проміжок $t \in [0; T]$ на ділянки, де значення змінної $\mu_1(e(t))$ можна вважати сталим.

Припустимо також, що при $\mu(\cdot) = 0$ система має один дійсний та два комплексноспряжені корені з додатними дійсними частинами, а при $\mu(\cdot) = 1$ усі корені систем є від'ємні та дійсні. Позначимо для зручності запису $\mu_i \equiv \mu_1(e_i(t))$ тоді $1 - \mu_i \equiv \mu_2(e_i(t))$.

Розв'язок досліджуваної задачі на кожному з інтервалів матиме такий вигляд

$$1) \quad t \in [t_0; t_1], t_0 = 0, \mu_0 = 0.$$

$$e_i(t) = A_1 e^{s_1 t} + e^{s_2 t} (A_2 \cos(s_3^0 t) + A_3 \sin(s_3^0 t)), t \in [t_0; t_1], t_0 = 0$$

$$\left\{ \begin{aligned} A_1 &= \frac{x_{\text{input}} (s_2^0)^2}{(s_1)^2 - 2s_1 s_2^0 + 2(s_2^0)^2 + (s_3^0)^2} \\ A_2 &= \frac{x_{\text{input}} (s_1)^2 - 2x_{\text{input}} s_1 s_2^0}{(s_1)^2 - 2s_1 s_2^0 + 2(s_2^0)^2 + (s_3^0)^2} \\ A_3 &= -\frac{x_{\text{input}} (s_1)^2 s_2^0 - x_{\text{input}} s_1 (s_2^0)^2 + x_{\text{input}} s_1 (s_3^0)^2}{((s_1)^2 - 2s_1 s_2^0 + (s_2^0)^2 + (s_3^0)^2) s_3^0} \end{aligned} \right.$$

$$2) \quad t \in [t_i; t_{i+1}], i = \overline{1..n-2}$$

$$e_i(t) = A_1 e^{s_1(t-t_i)} + e^{s_2^0(t-t_i)} \left(A_2 \cos(s_3^0(t-t_i)) + A_3 \sin(s_3^0(t-t_i)) \right), t \in [t_i; t_{i+1}], i = \overline{1..n-2}$$

$$\left\{ \begin{aligned} A_1 &= \frac{e_{i-1}(t_i)(s_2^0)^2 - 2e'_{i-1}(t_i)s_2^0 + e_{i-1}(t_i)(s_3^0)^2 + e''_{i-1}(t_i)}{(s_1)^2 - 2s_1 s_2^0 + 2(s_2^0)^2 + (s_3^0)^2} \\ A_2 &= \frac{e_{i-1}(t_i)(s_1)^2 - 2e_{i-1}(t_i)s_1 s_2^0 + 2e'_{i-1}(t_i)s_2^0 - e''_{i-1}(t_i)}{(s_1)^2 - 2s_1 s_2^0 + 2(s_2^0)^2 + (s_3^0)^2} \\ A_3 &= -\frac{e_{i-1}(t_i)(s_1)^2 s_2^0 - e_{i-1}(t_i)s_1 (s_2^0)^2 + e_{i-1}(t_i)s_1 (s_3^0)^2 - e'_{i-1}(t_i)(s_1)^2 + e'_{i-1}(t_i)(s_2^0)^2}{((s_1)^2 - 2s_1 s_2^0 + (s_2^0)^2 + (s_3^0)^2) s_3^0} + \\ &\quad + \frac{-e'_{i-1}(t_i)(s_3^0)^2 + e''_{i-1}(t_i)s_1 - e''_{i-1}(t_i)s_2^0}{((s_1)^2 - 2s_1 s_2^0 + (s_2^0)^2 + (s_3^0)^2) s_3^0} \end{aligned} \right.$$

$$3) \quad t \in [t_{n-1}; t_n], t_n = T, \mu_n = 1$$

$$e_0(t) = A_1 e^{s_1(t-t_{n-1})} + A_2 (t-t_{n-1}) e^{s_2(t-t_{n-1})} + A_3 (t-t_{n-1})^2 e^{s_2(t-t_{n-1})}, t \in [t_{n-1}; t_n], t_n = T$$

$$\left\{ \begin{aligned} A_1 &= e_{n-2}(t_{n-1}) \\ A_2 &= -e_{n-2}(t_{n-1})s_1 + e'_{n-2}(t_{n-1}) \\ A_3 &= \frac{1}{2} e_{n-2}(t_{n-1})(s_1)^2 - e'_{n-2}(t_{n-1})s_1 + \frac{1}{2} e''_{n-2}(t_{n-1}) \end{aligned} \right.$$

тут $\mu_i = \mu(e_i(t_i))$

Аналогічні результати можна одержати за іншого розташування коренів характеристичного полінома.

На рис. 3 наведено результати аналітичного розв'язку системи третього порядку та її моделювання.

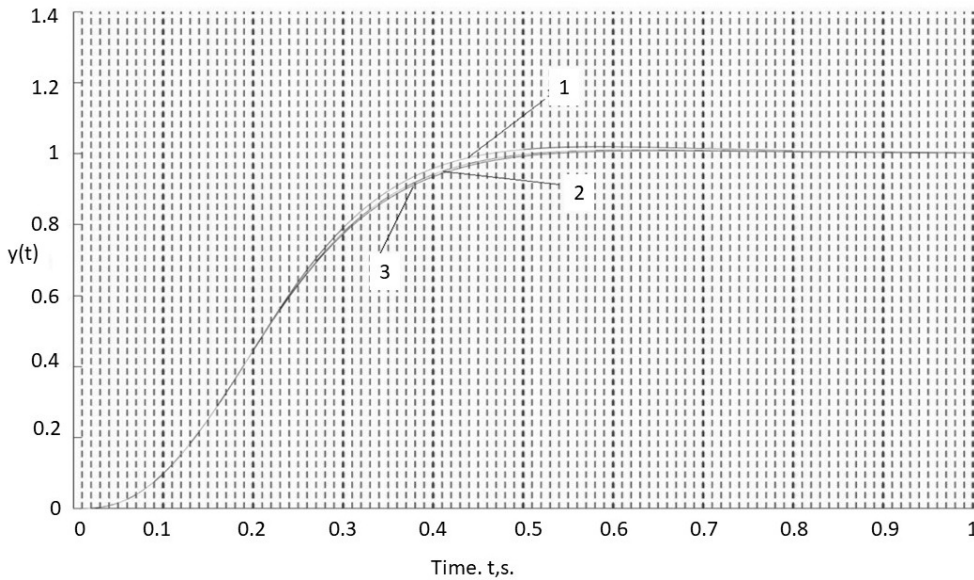


Рис. 3. Вихідний сигнал системи у випадку 1 – аналітичного розв'язку при $n=10$, 2 – аналітичного розв'язку при $n=100$, 3 – результат моделювання поведінки системи

Аналіз отриманих результатів виконаних досліджень продемонстрував, що використаний підхід до синтезу нечіткого регулятора на основі стандартних форм дає змогу покращити характеристики системи. Однак можливим є подальше покращення отриманих результатів.

Таблиця 2

Порівняння ефективності застосування досліджуваних функцій належності нечіткого регулятора з нестійкою підсистемою із двома комплексно спряженими коренями

	Випадок нестійкої підсистеми			Біном (Бін)	Батерворт (Бат)	Нечіткий регулятор Баттарворт біном
	Функція L (L)	Ліва сигмоїдальна (Л)	Параметрична (П)			
I	0.265	0.305	0.328	0.488	0.357	0.348
t, c	0.658	0.868	0.516	1.662	0.915	0.880
$t_{5\%}, c$	1.415	0.868	1.732	1.662	1.42	1.35
max	1.085	1.028	1.26	0.988	1.069	0.988

Таблиця 3

Порівняння ефективності застосування досліджуваних функцій належності нечіткого регулятора з нестійкою підсистемою з одним дійсним коренем

	Випадок нестійкої підсистеми			Біном (Бін)	Батерворт (Бат)	Нечіткий регулятор Баттарворт біном
	Функція L (L)	Ліва сигмоїдальна (Л)	Параметрична (П)			
I	0.282	0.324	0.281	0.488	0.357	0.348
t, c	0.733	0.939	0.765	1.662	0.915	0.880
$t_{5\%}, c$	1.313	0.939	0.765	1.662	1.420	1.35
max	1.060	1.034	1.046	0.988	1.069	0.988

Одним із постулатів класичної теорії керування є розміщення коренів характеристичного полінома системи в лівій півплощині комплексної площини. У роботі запропоновано в області великих відхилень використовувати форсуючі можливості нестійкої системи, тобто системи, в якій окремі корені розміщені в правій півплощині.

Запропоноване застосування, в області великих відхилень, нестійких підсистем дає змогу підвищити швидкодію загальної системи та покращити динамічні властивості системи з нечітким регулятором (див. табл. 2, 3).

Крім того, у розділі проведено порівняння системи з синтезованим нечітким регулятором із нестійкою підсистемою і системи з оптимальним регулятором (див. рис. 4). Для порівняння були синтезовані оптимальні регулятори з використанням варіаційного числення, принципу максимуму Понтрягіна, динамічного програмування, а також методу bang-bang. Отримані результати свідчать, що застосування системи з нечітким регулятором дозволяє отримати бажане вихідне значення системи за такої самої швидкодії на початковому етапі функціонування, що й в оптимальній системі.

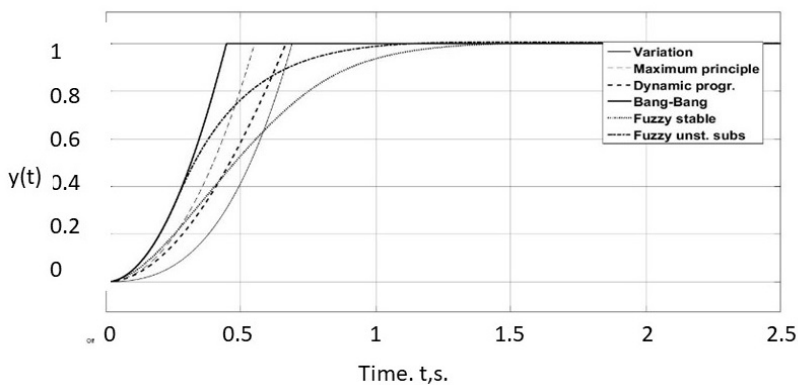


Рис. 4. Вихідний сигнал системи при застосуванні різних регуляторів.

регулятор, коли вони досягають робочої точки, відбувається перерегулювання. Це означає, що виникає необхідність застосувати інший тип регулятора, який би забезпечував плавний підхід до заданої точки.

У разі застосування нечіткого регулятора, час досягнення робочої точки є більшим, але перехідні процеси в разі застосування, на початковому етапі нечіткої системи з нестійкою підсистемою, за швидкодією, є таким самим, як і регулятор типу bang-bang.

У випадку нестійкої підсистеми з двома коренями в правій півплощині досліджено випадок, коли корені рухаються по дугах кола радіусу ω_0 . Цей випадок реалізовано, використовуючи традиційні функції належності нечіткого регулятора у випадку постійних коефіцієнтів зворотних зв'язків за змінними стану для кожної з областей. Окрім того, застосування нечіткого регулятора дає змогу реалізувати інші траєкторії руху коренів, зокрема зображені на рис. 5.

Нечітка система з стійкими підсистемами забезпечує перехідний процес, який на початковому етапі можна порівняти за характеристиками з принципом максимуму, але водночас забезпечує плавний підхід до заданої точки.

Незважаючи на те, що оптимальні регулятори мають більшу швидкодію, ніж нечіткий

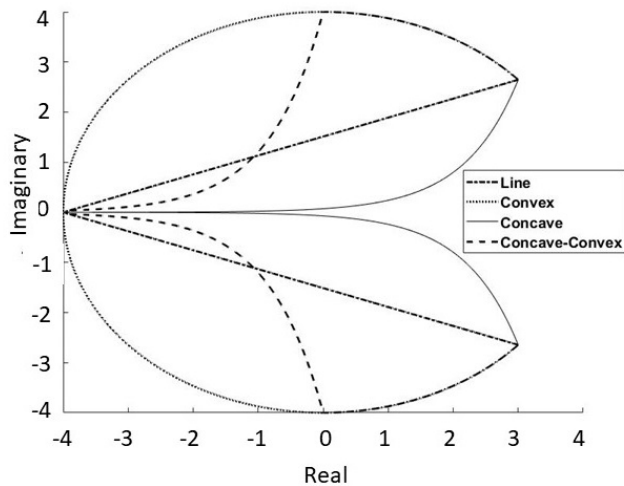


Рис. 5. Годографи руху коренів у випадку системи з нечітким регулятором.

до бажаних, у випадку застосування стандартних лінійних форм при обчисленні значень коефіцієнтів зворотних зв'язків.

У цьому розділі отримано функції належності при формуванні відповідних траєкторій руху коренів для випадку, коли коефіцієнти зворотних зв'язків для однієї з підсистем забезпечують налаштування на стандартну біноміальну форму, іншої – формує розподіл з двома комплексно-спряженими коренями в правій півплощині, а додаткової – розміщення пари комплексно-спряжених коренів в області уявної осі, близької до місця перетину траєкторією руху коренів.

Запропоновано підхід до формування траєкторій руху коренів з правої півплощини у ліву, що дає змогу незначно покращити динамічні характеристики системи. Таке покращення, однак, супроводжується ускладненням системи.

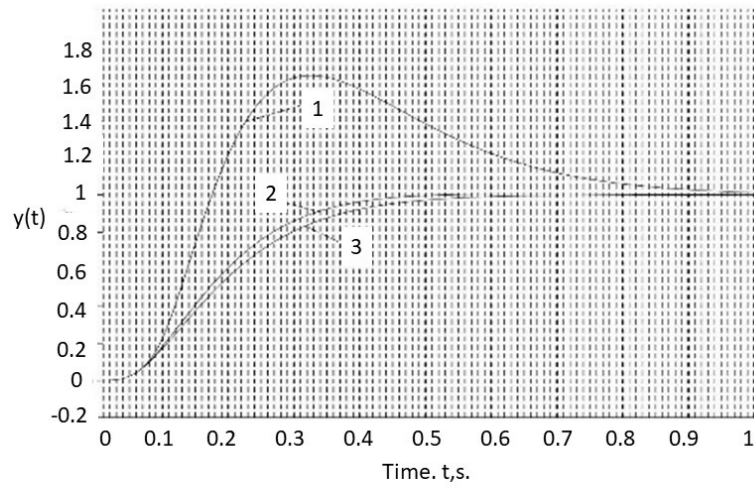
Варто зазначити, що використаний підхід дав змогу алгебраїзувати одну з задач синтезу нечіткого регулятора, а саме вибір вигляду та знаходження параметрів функцій належності нечіткого регулятора. Отже, задачу синтезу нечіткого регулятора можна трансформувати у задачу забезпечення відповідної траєкторії руху коренів шляхом синтезу коефіцієнтів, що забезпечують початкове, кінцеве та, за необхідності, певне проміжне розміщення коренів і знаходження вигляду та параметрів функцій належності шляхом розв'язування системи алгебраїчних рівнянь на відповідному кроці траєкторії руху коренів.

Аналіз отриманих результатів при формуванні певних траєкторій руху коренів дає змогу стверджувати, що суттєве ускладнення системи керування не приводить до істотного покращення динамічних характеристик системи.

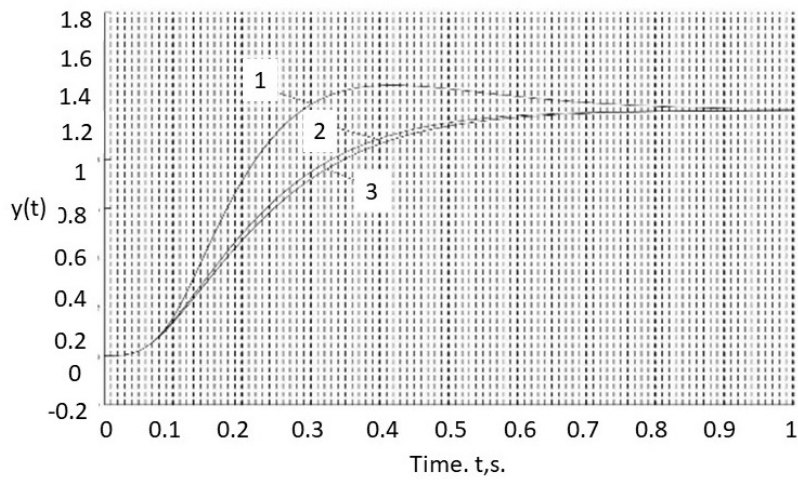
Також для системи з нестійкою підсистемою було проведено аналітичне підтвердження адекватності отриманих результатів у системі з нестійкою підсистемою (див. рис. 6).

Проведено дослідження щодо формування керованих коливних процесів у динамічній системі. Цього було досягнуто завдяки застосуванню спеціальної структури нечіткого регулятора та нестійкої підсистеми.

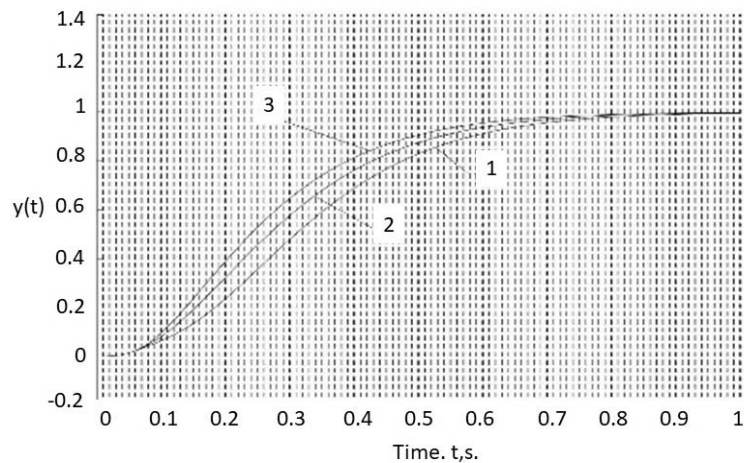
Формування годографів, зокрема наведених на рис. 5, вимагає застосування нетипових функцій належності нечіткого регулятора. На етапі синтезу постає кілька альтернативних задач, які необхідно розв'язувати, зокрема задача знаходження коефіцієнтів зворотних зв'язків при застосуванні традиційних функцій належності та задача знаходження значень функції належності, які забезпечать рух коренів за траєкторіями, близькими



a)



б)



в)

Рис. 6. Вихідний сигнал системи у випадку 1 – аналітичного розв'язку при $n=10$, 2 – аналітичного розв'язку при $n=100$, 3 – результат моделювання поведінки системи у випадках а) парної кількості дійсних коренів б) пари комплексноспряжених із додатними дійсними частинами у правій півплощині в) всі корені в крайніх точках є дійсними.

Застосування нечіткого регулятора з нестійкою підсистемою за умови, що кількість лінгвістичних змінних $N=3$, теоретично дає можливість отримувати системи з новими властивостями, зокрема формувати коливні режими з певною амплітудою та частотою для заданих значень вихідної координати системи.

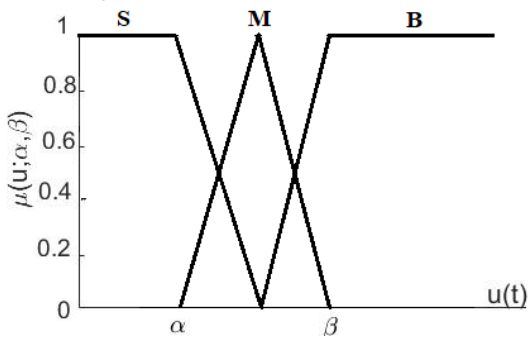
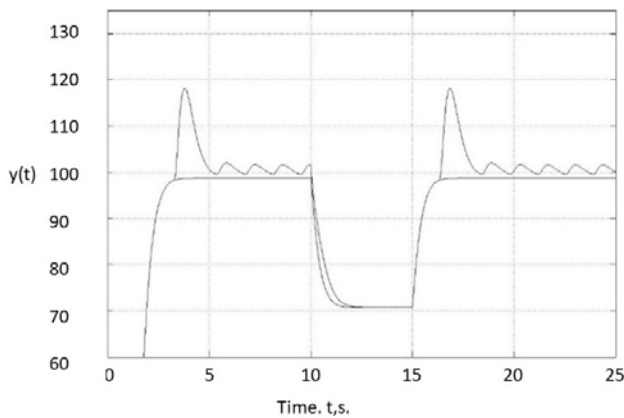


Рис. 7. Функції належності нечіткого регулятора

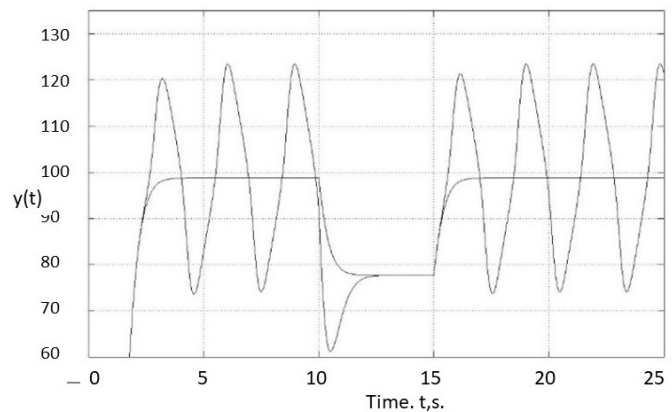
Структура нечіткого регулятора в цьому випадку буде такою: для двох крайніх областей належності формуються стійкі підсистеми, розміщення коренів в яких відповідає одній з обернених стандартних форм, а для центральної області – нестійка підсистема з парною або непарною кількістю коренів у правій півплощині.

Дослідження роботи нечіткого регулятора виконаємо для системи третього порядку у випадку лінійних функцій належності (рис. 7) та гравітаційного методу дефазифікації.

Отже, отримано коливні режими, в яких амплітуда коливань залежить від параметрів функції перемикавання, а частота визначається величиною середньгеометричного кореня системи (див. рис. 8). На відміну від класичних систем, у системі з запропонованим регулятором зі збільшенням навантаження можливе зростання значення вихідної координати внаслідок зміни знака полінома в чисельнику передавальної функції за збуренням при переході від однієї підсистеми до іншої.



а



б

Рис. 8. Перехідні процеси при дії збурень у системі з підсистемою з: а) одним коренем; б) двома комплексно-спряженими коренями у правій півплощині

Класична теорія аналізу стійкості дає змогу аналізувати стійкість систем із постійними параметрами чи знаходити допустимі межі зміни коефіцієнтів, при яких система буде стійка. Класичні критерії аналізу стійкості розроблені для лінійних систем і є практично непридатними для систем з нечіткими регуляторами. Для аналізу стійкості систем з нечіткими регуляторами найчастіше використовують метод Ляпунова, який вимагає вирішення задачі пошуку відповідної функції. За

допомогою цього методу традиційно виконують синтез коефіцієнтів нечіткого регулятора, які забезпечують стійкість системи. У другому розділі роботи синтез коефіцієнтів проведено на основі заданих форм розподілу коренів, причому одна з підсистем є нестійкою. Для такого класу систем застосування методу Ляпунова вимагає суттєвих досліджень.

Частотні критерії стійкості, зокрема Попова, не можна використати, оскільки годограф системи в частотній області змінюється залежно від значення функції належності системи. А оскільки одна з підсистем є нестійкою, неможливо використати й апарат кіл Харитонова, який традиційно застосовують для аналізу стійкості систем зі змінними параметрами.

Для аналізу стійкості системи з нечітким регулятором за виконання умови, що розподіл функцій належності зберігає властивості поділу одиниці, пропонуємо використовувати таку функцію від μ

$$z(\omega, \mu) = \text{sign}(\text{Im}(W(j\omega, \mu)) / \text{Re}(W(j\omega, \mu))), \quad (2)$$

де $W(j\omega, \mu)$ – це передавальна функція системи.

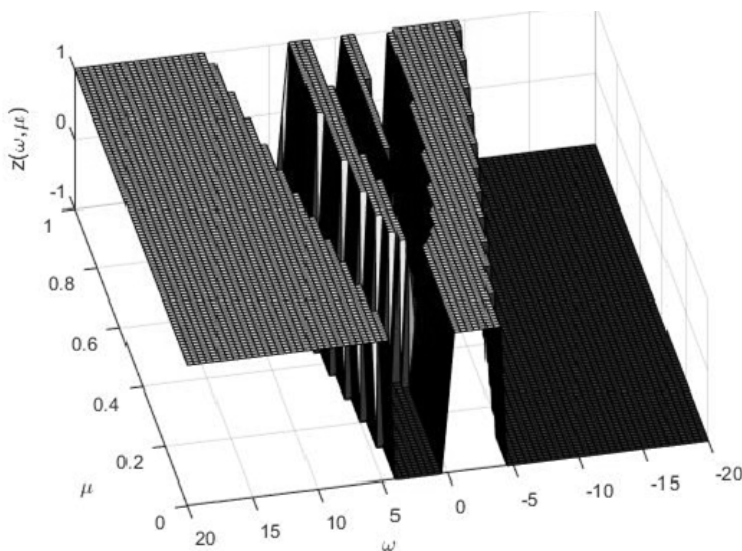


Рис. 9. Графік функції $z(\omega, \mu)$ для системи четвертого порядку з нечітким регулятором, що реалізує підсистему з одним коренем, є у правій півплощині.

Для випадку системи четвертого порядку відповідний результат наведено на рис. 9.

У третьому розділі, зокрема, показано, що застосування нечіткого регулятора дає змогу формувати задачу багатокритеріального керування як задачу зі змінними в часі залежно від стану об'єкта та вимог технологічного процесу коефіцієнтами ваги окремих критеріїв, що, на відміну від відомих підходів з теорії Парето оптимальних рішень, забезпечує формування траєкторії вихідної координати як набору оптимальних траєкторій, перехід між якими

У результаті виконаних експериментів було встановлено, що стійкість системи залежить від кількості знакозмін цієї функції. А саме, якщо при зміні ω кількість змін знаку з мінуса на плюс (для систем парних порядків) та з плюса на мінус (для систем непарних порядків) функції (2) дорівнює порядку системи, то система є стійкою при заданому значення функції належності.

Якщо кількість змін знаку є меншою або ж такої зміни не відбувається, то таке значення функції належності відповідає нестійкій системі.

відбувається на основі методів теорії нечітких множин, і тим самим покращує якісні показники функціонування системи.

Значного підвищення якості керування динамічною системою досягнуто завдяки використанню змінних у часі вагових коефіцієнтів критеріїв, значення яких залежить від точки простору станів, в якій перебуває система в даний момент часу:

$$J = \int_0^{\infty} \left(\sum_i \lambda_i(\bar{x}(t)) F_i^*(\bar{x}(t)) + u^2(t) \right) dt,$$

$$\sum_i \lambda_i(\bar{x}(t)) = 1,$$

Отже, використання такого критерію забезпечило поєднання двох описаних вище підходів багатокритеріальної оптимізації:

- домінантного, або однокритеріальної оптимізації в одній точці. При цьому в окремій точці простору станів сформовано оптимізаційний функціонал, для якого домінантний критерій може відрізнятися від інших;

- зваженої суми, в якій функціонал визначається значеннями вагових критеріїв в даній точці простору станів.

Такий підхід забезпечує синтез керуючих впливів, враховуючи зміну критеріїв чи зміну ваг окремих критеріїв під час функціонування системи.

Для прикладу продемонстровано (див. рис. 10) такий підхід для двокритеріальної задачі, один з критеріїв якої забезпечує велику швидкодію

$$F_i^*(\bar{x}(t)) = x^2(t) + \omega_0^{-6} (\ddot{x}(t))^2$$

а інший – малу

$$F_i^*(\bar{x}(t)) = x^2(t) + 3\omega_0^{-2} (\dot{x}(t))^2 + 3\omega_0^{-4} (\ddot{x}(t))^2 + \omega_0^{-6} (\ddot{x}(t))^2$$

Тоді функціонал матиме вигляд

$$J = \int_0^{\infty} \left(\lambda_1(t) F_1^*(\bar{x}(t)) + \lambda_2(t) F_2^*(\bar{x}(t)) + u^2(t) \right) dt = \int_0^{\infty} \left(\lambda_1(t) \left(x^2(t) + \omega_0^{-6} (\ddot{x}(t))^2 \right) + \right.$$

$$\left. + \lambda_2(t) \left(x^2(t) + 3\omega_0^{-2} (\dot{x}(t))^2 + 3\omega_0^{-4} (\ddot{x}(t))^2 + \omega_0^{-6} (\ddot{x}(t))^2 \right) + u^2(t) \right) dt;$$

$$\lambda_1(t) + \lambda_2(t) = 1.$$

Використання каскадної структури нечіткого регулятора дало змогу в двомасовій системі забезпечити обмеження проміжної координати на заданому рівні, уникнути необхідності розв'язування оптимізаційної задачі з накладеними обмеженнями на змінні стану і забезпечує покращення динамічних характеристик системи порівняно зі системою, синтезованою з використанням інтегрального критерію якості та функції покарання.

Застосування теорії керування за повним вектором стану забезпечує бажану зміну вихідної координати, водночас зміну проміжних координат здебільшого не розглядають.

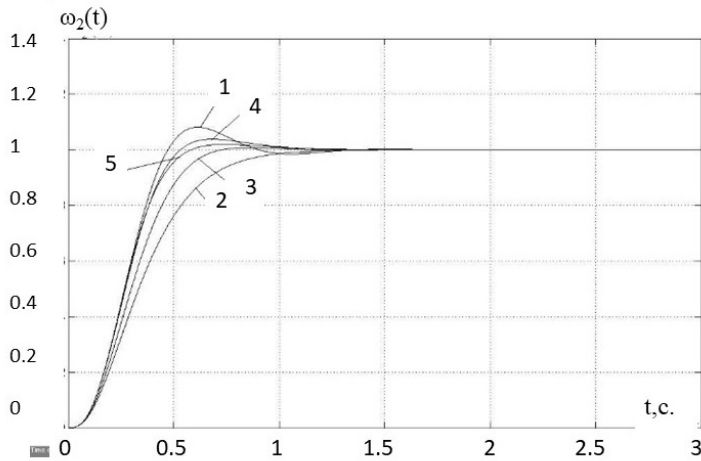


Рис. 10. Вихідний сигнал системи третього порядку з такими регуляторами 1 – з більшою швидкодією; 2 – з меншою швидкодією; 3 – різнозважена сума попередніх критеріїв; 4 – нечіткий з лінійною функцією належності; 5 – нечіткий з нелінійною функцією належності

вирішена за допомогою функції покарання. Цей підхід був застосований у розділі 2 для синтезу нечіткого регулятора, зображеного на рис. 11.

Величина перерегулювань у системі з керуванням за повним вектором стану суттєво залежить від вибору значення середньгеометричного кореня. Наприклад, для досліджуваної системи збільшення власної частоти в 4 рази призводить до збільшення величини максимальної пульсації швидкості першої маси більш ніж у 10 разів.

Синтез регулятора на основі всіх змінних стану дає змогу уникнути істотних перерегулювань у проміжних координатах, але призводить до значного ускладнення структури нечіткого регулятора (рис. 12).

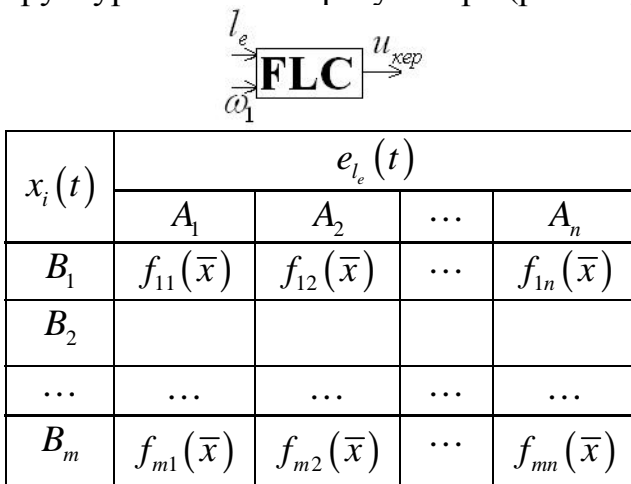


Рис. 12. Структура нечіткого регулятора з керуванням за розузгодженням вихідної координати та значенням проміжної координати

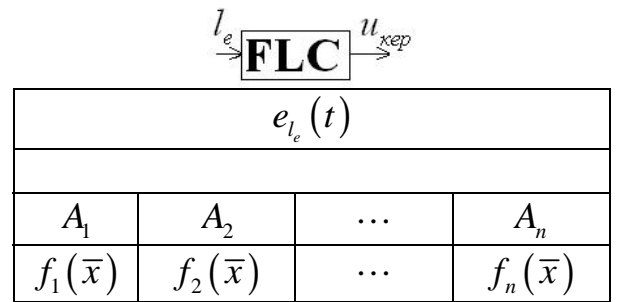


Рис. 11. Структура нечіткого регулятора з керуванням за розузгодженням вихідної координати

Нехтування розглядом процесів зміни проміжних координат може унеможливити застосування синтезованого регулятора в реальному об'єкті. Для обмеження проміжних координат задача синтезу формується як оптимізаційна задача з обмеженнями. Вона може бути

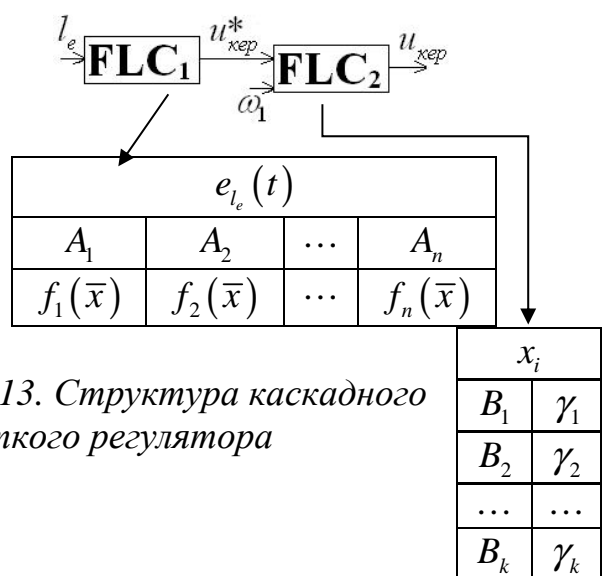


Рис. 13. Структура каскадного нечіткого регулятора

У випадку синтезу за узагальненим параметром (похибкою регулювання), для уникнення значних перерегулювань проміжних координат запропоновано використовувати каскадну структуру регулювання (рис. 13).

На рис. 14 наведено перехідний процес у системі четвертого порядку (двомасова система, виходом якої є лінійне переміщення), синтезований з використанням функції покарання за наявності перерегулювання проміжної координати. А на рис. 15 наведені аналогічні результати у випадку застосування каскадного регулятора.

Структура каскадного регулятора утворена двома послідовно з'єднаними регуляторами, перший з яких відповідає регулятору, зображеному на рис. 11 і забезпечує формування необхідної динаміки системи. Другий регулятор призначений для корегування вихідного сигналу першого регулятора залежно від величини перерегулювання проміжної координати.

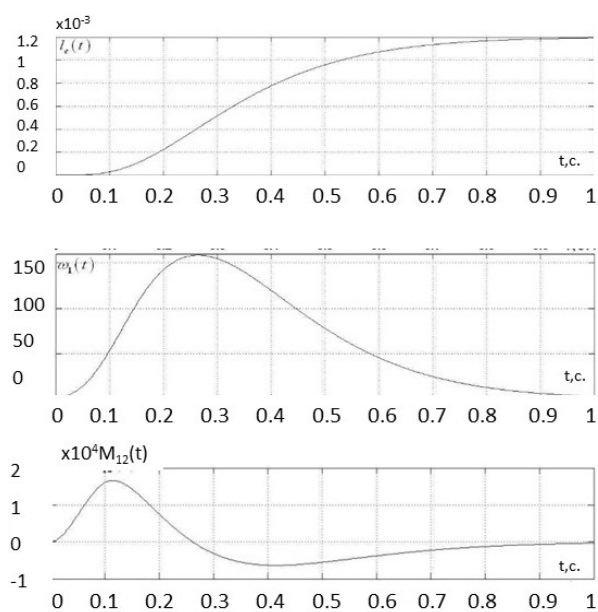


Рис. 14. Траєкторії зміни вихідної та проміжних координат системи у випадку регулятора, синтезованого з використанням функції покарання: а – $l_e(t)$; б – $\omega_1(t)$; в – $M_{12}(t)$

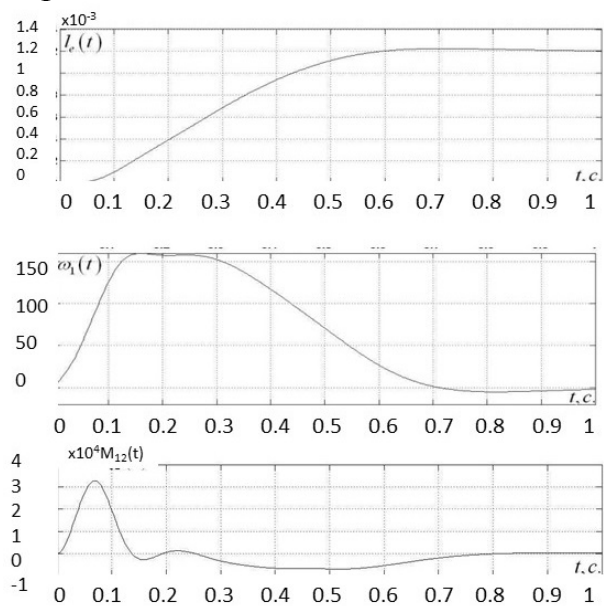


Рис. 15. Траєкторії зміни вихідної та проміжних координат системи у випадку регулятора, синтезованого з використанням каскадного регулятора: а – $l_e(t)$; б – $\omega_1(t)$; в – $M_{12}(t)$

Отримані результати свідчать про те, що запропонований регулятор забезпечує вищу швидкодію системи порівняно зі системою, синтезованою з використанням функції покарання. Проте, ускладнюється налаштування такого регулятора, оскільки з'являються додаткові параметри, водночас структура каскадного регулятора залишається набагато простішою, ніж при синтезі регулятора за всіма координатами вектора змінних стану.

Такий підхід дає також змогу уникнути розв'язування оптимізаційної задачі з накладеними обмеженнями і синтезувати регулятори на основі розв'язку значно простішої оптимізаційної задачі без врахування обмежень.

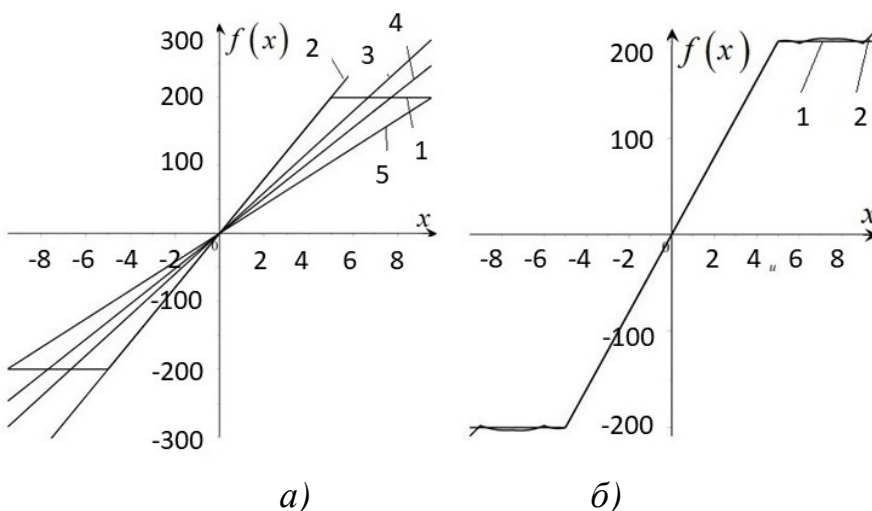
Використання простої фаззи-моделі забезпечує достатньо високу якість апроксимації традиційних нелінійностей електромеханічної системи і можливість

формування керуючих впливів з врахуванням цих нелінійностей та створює єдиний методологічний підхід до синтезу систем як зі змінними параметрами, так і з типовими нелінійностями.

В електротехнічних системах при синтезі алгоритмів методами класичної теорії керування для апроксимації нелінійності застосовують лінійну залежність $f(x) \approx f_1(x) = K_{tp}^1 x$, яку отримують із розкладу нелінійної функції в ряд Тейлора на початку координат при нехтуванні доданків вище другого порядку. Однак таке наближення справедливе лише в невеликій області зміни вхідної координати, як демонструє рис. 16а при апроксимації кривої 1 прямою 2. Застосування апарату нечіткої логіки для апроксимації функції призводить до створення моделі

$$f(x) \approx \sum_{i=1}^n \mu_i(x) f_i(x), \text{ де } \mu_i(x) - \text{функція належності, } f_i(x) = K_{tp}^i x, i = \overline{1..n},$$

$K_{tp}^i > K_{tp}^{i+1}$. Залежно від значення вхідного сигналу та вигляду функції належності відбувається перемикавання між функціями $f_i(x)$, тобто змінюється коефіцієнт підсилення. Отримані при застосуванні описаного вище підходу апроксимації нелінійностей наведені на рис. 16б.



Наведені на цих рисунках результати демонструють, що такий підхід дає змогу суттєво підвищити точність апроксимації і забезпечує можливість використання методів лінійної теорії керування до синтезу керуючих впливів, зокрема, при використанні нечіткого регулятора Такагі-Сугено. Окреме правило цього регулятора може бути сформовано у такому вигляді:

Рис. 16. Апроксимація функції виду насичення: а) традиційний варіант – апроксимація прямою; б) з використанням нечіткої логіки, для перемикавання між прямими $f_i(x) = K_{tp}^i x, i = \overline{1..n}, K_{tp}^i > K_{tp}^{i+1}$

$$IF (x \text{ in } U_i) THEN K_{tp} = K_{tp}^i \text{ and } \bar{u}(t) = K(K_{tp}) \cdot x,$$

де $U_i, i = \overline{1..n}$ визначають області розбиття системи, а $K(K_{tp})$ – коефіцієнти регулятора за повним вектором стану, які реалізують налаштування на вибрану стандартну форму (Бесселя, біноміальну, Баттерворта), розраховані при певному значенні K_{tp} .

Ефективність застосування такого підходу продемонстровано в підрозділі 4.2 на прикладі системи керування переміщенням електроду дугової сталеплавильної печі (ДСП) при врахуванні нелінійностей тиристорного перетворювача та обмеженні регулятора.

Як уже зазначено, нелінійність можна трактувати як зміну параметрів системи в процесі її роботи. Тому під час синтезу систем зі змінними параметрами можливим є використання описаного вище підходу. В такому випадку окреме правило нечіткого регулятора матиме вигляд:

$$IF (x \text{ in } U_i) THEN \alpha = \alpha_i \text{ and } \bar{u}(t) = K(\alpha) \cdot x,$$

де $U_i, i = \overline{1..n}$ визначають області розбиття системи для змінної стану, а $K(\alpha)$ – коефіцієнти регулятора за повним вектором стану, які реалізують налаштування на вибрану стандартну форму (Бесея, біноміальну, Баттерворта), розраховані при певному значенні α , а x – координата вектора стану, яка дає змогу ідентифікувати відповідну зміну параметра. Можливим також є варіант застосування в системі розширеного спостерігача, який дає змогу ідентифікувати відповідний параметр. Тоді окреме правило нечіткого регулятора матиме вигляд:

$$IF (\alpha \text{ in } U_i) THEN \bar{u}(t) = K(\alpha)x,$$

де $U_i, i = \overline{1..n}$ визначають області розбиття системи для параметру α .

На рис. 17 у відносних одиницях зображено зміну в часі вхідного сигналу системи та зміну значення сталої часу другої маси $T_{M_2}(t)$ для яких порівнювалася ефективність роботи синтезованих регуляторів. На рис. 18 наведено траєкторію зміни вихідної координати системи для випадку нелінійної зміни сталої часу другої маси T_{M_2} . На цих рисунках 1 – вихідний сигнал системи з MPC-регулятором, 2 – вихідний сигнал системи з нечітким регулятором, 3 – вихідний сигнал системи з оптимальним робастним регулятором.

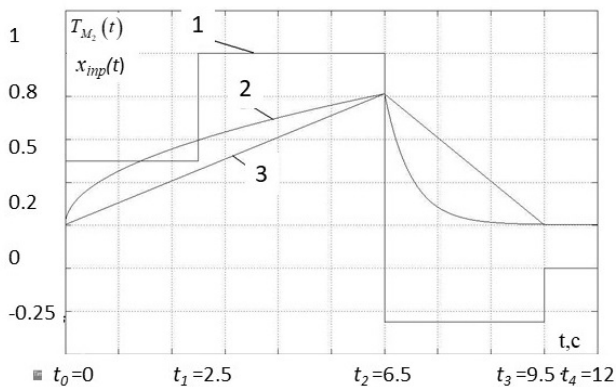


Рис. 17. Вхідний сигнал системи (1); характер зміни $T_{M_2}(t)$ у випадку нелінійної (2) та лінійної (3) функцій.

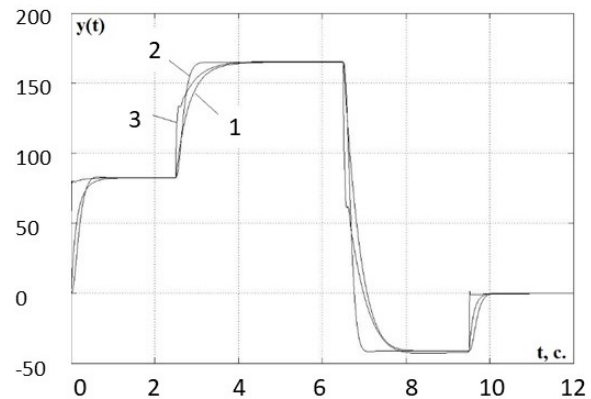


Рис. 18. Траєкторія зміни вихідної координати в системі без задавача інтенсивності у випадку нелінійної зміни $T_{M_2}(t)$

Порівняльний аналіз запропонованого підходу синтезу керуючих впливів з регуляторами, які синтезовані на основі теорії робастного керування та model predictive control, продемонстрував переваги синтезованого нечіткого регулятора у дослідженні двомасової системи зі змінною сталою часу другої маси. Недоліками запропонованого підходу можна вважати необхідність синтезу розширеного спостерігача чи опосередкованої ідентифікації зміни параметру на основі значення координати положення механізму чи іншої змінної простору стану системи.

У четвертому розділі для випадку лінійної одномасової системи проведено порівняння з диференціальним регулятором для системи автоматичного керування (САК) дугової сталеплавильної печі (ДСП) та регулятором із нечітким коректором. Аналіз результатів проведених досліджень дає змогу стверджувати, що запропонований підхід до побудови системи забезпечує відпрацювання збурень різної величини з необхідною швидкістю і без перерегулювання. При цьому проміжні координати системи перебувають у допустимих межах і САК є фізично реалізованою.

Традиційно, механізм переміщення електродів описують нелінійною одномасовою або двомасовою системою, де керуюча дія на переміщення електродів формується на основі збурення за довжиною дуги. Застосування двомасової моделі системи переміщення електроду дає змогу точніше моделювати поведінку об'єкта, для якого синтезують керування. У такому випадку отримують лінійну динамічну систему четвертого порядку, що задана системою диференціальних рівнянь. У випадку розгляду електромагнітних процесів у системі переміщення електроду система рівнянь доповнюється рівняннями, які описують електричну частину системи «тиристорний перетворювач – двигун». При цьому в системі з'являється ще одна нелінійність – характеристика вхід – вихід тиристорного перетворювача. Модель замкненої системи матиме вигляд:

$$\begin{aligned}
 U_{tp}(p) &= (l_e(p) - l_{imp})k_5 - I_j(p)k_1 - \\
 &- \omega_1(p)k_2 - M_{12}(p)k_3 - V_2(p)k_4, \\
 T_{tp}pE_{tp}(p) &= f(U_{tp}(p)) - E_{tp}(p), \\
 T_jR_jpI_j(p) &= E_{tp}(p) - R_jI_j(p) - c\omega_1(p), \\
 J_1p\omega_1(p) &= \\
 &= cI_j(p) - \frac{M_{12}(p)r}{Li} - \frac{b_{12}r_b}{Li_p} \left(\frac{r_b}{i_p} \omega_1(p) - V_2(p) \right), \\
 pM_{12}(p) &= C_{12} \left(\frac{r_b}{i_p} \omega_1(p) - V_2(p) \right), \\
 Lm_e pV_2(p) &= M_{12}(p) + b_{12} \left(\frac{r_b}{i_p} \omega_1(p) - V_2(p) \right), \\
 l_e &= \frac{1}{p} V_2(p). \\
 f(U_{tp}(p)) &= K_{tp} \cos \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{20} U_{tp}(p) \right)
 \end{aligned}$$

де $V_2(p)$ – лінійна швидкість переміщення другої маси, м/с; $\omega_1(p)$ – кутова швидкість двигуна, рад/с; $M_{12}(p)$ – момент пружного елемента, Н·м; J_1 – сумарний момент інерції першої маси, м·с; $l_e(p)$ – переміщення електрода, м;

$U_p(p)$ – напруга на вході тиристорного перетворювача, В; b_{12} – коефіцієнт внутрішнього в'язкого тертя; r_0 – радіус барабана, м; i_p – передавальне число редуктора; L – довжина тримача електрода, м; C_{12} – пружність.

Аналіз отриманих показників (див. табл. 4) дає змогу стверджувати, що застосування принципів інтелектуального керування, порівняно зі системою з диференційним регулятором, забезпечується швидший вихід на заданий рівень функціонування системи за відсутності перерегулювання.

Одержані результати свідчать про доцільність застосування систем інтелектуального керування ДСП при модернізації чи проектування нових САК за такого керування замість систем із диференціальним регулятором, адже таким чином можна одержати покращення за усіма досліджуваними параметрами. Отже, порівнюючи між собою досліджувані системи, насамперед слід зазначити майже цілковиту відсутність перерегулювань та коливальних рухів при застосування систем з інтелектуальним керуванням, що підвищує зносостійкість механізмів ДСП. У випадку короткого замикання нечіткий регулятор із коректором має суттєвий (до двох разів порівняно з іншими досліджуваними регуляторами) вигреш у часі виходу на усталений режим на фоні відсутніх коливань. Проте при відпрацюванні інших режимів, зокрема, зміни довжини дуги, цей регулятор дещо програє нечіткому регулятору за повним вектором станів. Окрім того, у нечіткого коректора більша похибка в усталеному режимі, хоча вона і перебуває в допустимих межах, адже в системі присутня зона нечутливості $\delta = 20\%$. Показники системи з нечітким регулятором за повним вектором станів можна ще покращити, взявши іншу структуру регулятора, зокрема змінивши значення середньгеометричного кореня.

Таблиця 4

Показники динаміки досліджуваних САК положенням електрода ДСП

Тип регулятора	Характеристика											
	Перерегулювання, %			Час першого досягнення околу робочої точки, с			Час виходу на усталений режим, с			Макс. похибка в усталеному режимі, %		
	к.з.	збільш. довж. дуги	зменш. довж. дуги	к.з.	збільш. довж. дуги	зменш. довж. дуги	к.з.	збільш. довж. дуги	зменш. довж. дуги	к.з.	збільш. довж. дуги	зменш. довж. дуги
Диференційний	18.5	9.6-16.6	6.5-17.5	0.405	0.2	0.3	1.03	0.5-0.9	0.56-0.94	2.45		
З нечітким коректором	0	0-12.73	0	0.5	0.207-0.34	0.8-1	0.5	0.34-0.95	0.8-1	2.55		
Нечіткий регулятор за повним вектром стану	0	0	0	1.05	0.38-0.43	0.54-0.78	1.05	0.38-0.43	0.54-0.78	0.43		

Запропонований підхід до побудови регулятора на основі теорії нечітких множин забезпечує роботу нелінійної системи переміщення електрода з врахуванням нелінійностей тиристорного перетворювача. Пропонований підхід дав змогу отримати адекватне представлення досліджуваної моделі у вигляді сімейства динамічних систем, для кожної з яких було побудовано множину можливих керуючих впливів. Перемикання між ними здійснюється залежно від значень

похибки розузгодження, нечіткого регулятора. Перемикання між лінеаризованими в різних точках моделями відбуваються залежно від вхідного сигналу тиристорного перетворювача.

У випадку застосування досліджуваних у попередньому розділі регуляторів при використанні нелінійної моделі, в якій враховано нелінійність тиристорного перетворювача, зона нечутливості, обмеження на сигнал регулятора, що характерні для системи керування переміщенням електродів ДСП, ефективність їхньої роботи суттєво погіршується. Для покращення характеристик роботи системи запропоновано застосовувати регулятор, під час синтезу якого враховано окремі нелінійності системи. Відповідно до апроксимації тиристорного перетворювача отримуються чотири набори коефіцієнтів регулятора.

У такому випадку база правил матиме вигляд

$$IF u_{inp_tyr} < 4.5 THEN \dot{x} = A(K_{tp} = 43)x + B(K_{tp} = 43)u$$

$$IF u_{inp_tyr} < 7.1 THEN \dot{x} = A(K_{tp} = 35)x + B(K_{tp} = 35)u$$

$$IF u_{inp_tyr} < 8.8 THEN \dot{x} = A(K_{tp} = 31)x + B(K_{tp} = 31)u$$

$$IF u_{inp_tyr} < 9.8 THEN \dot{x} = A(K_{tp} = 28)x + B(K_{tp} = 28)u$$

При цьому можливим є також застосування коефіцієнтів зворотних зв'язків, що налаштовані на різні стандартні лінійні форми: Бесея, біноміально Батерворта тощо. Зокрема, якщо для термів S (Small) та SM (Small Medium) використати налаштування на біноміально форму, а для термів MB (Medium Big) та B (Big) використати налаштування на стандартну форму Батерворта, то отримаємо правила виду

$$IF u_{inp_tyr} < 4.5 THEN u = u^{bin} (43)$$

$$IF u_{inp_tyr} < 7.1 THEN u = u^{bin} (35)$$

$$IF u_{inp_tyr} < 8.8 THEN u = u^{bat} (31)$$

$$IF u_{inp_tyr} < 9.8 THEN u = u^{bat} (28)$$

Наведені на рис. 19 результати свідчать, що застосування пропонованого підходу дозволяє одержати перехідні процеси, які відповідають реальній системі. Крім того у випадку застосування нечіткого регулятора, відсутні перерегулювання довжини дуги, відсутня статична похибка в усталеному режимі, швидший вихід вихідного сигналу системи на задане значення. При цьому в проміжних координатах системи також відсутні недопустимі перерегулювання тощо.

Проведено дослідження для випадку застосування каскадного регулятора, що дало змогу обмежити швидкість обертання валу двигуна системи переміщення електрода. Застосування такого підходу дозволяє суттєво зменшити кількість правил в $(mn)/(m+n)$, у випадку фазифікації двох змінних з m та n термами відповідно. Отже, використання каскадного регулятора порівняно з регулятором, де відбувається фазифікація змінних ω_1, l_e , дозволяє суттєво спростити структуру регулятора. Обидві структури можна застосовувати для синтезу регуляторів ДСП, однак у випадку каскадного регулятора є можливість забезпечувати обмеження за

будь-якою проміжною координатою фактично без значних змін у самому регуляторі.

У випадку зміни параметрів моделі ДСП, наведено результати, що свідчать про доцільність застосування нечіткого регулятора, адже застосування апарату теорії нечітких множин дозволяє суттєво збільшити швидкодію системи на фоні відсутніх недопустимих коливань і вихідної, і проміжних координат.

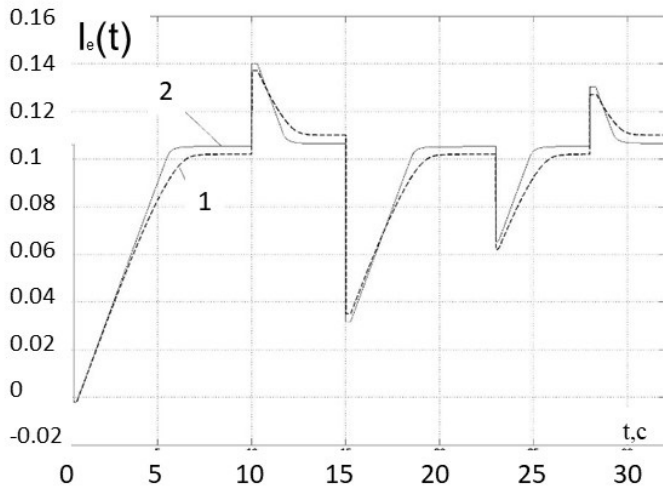


Рис. 19. Залежності довжини дуги електрода для випадків: 1) лінійний; 2) нечіткий регулятор.

що здійснює перемикання зі стандартної лінійної форми Батерворта на біноміальну форму, 3-нечіткий регулятор, що здійснює перемикання зі стандартної лінійної форми Батерворта на біноміальну форму.

Для випадку, якщо величина інерції другої маси змінюється нелінійно, результати моделювання наведено на рис. 20, а на рис. 21 показано відповідні залежності при лінійній зміні моменту інерції. Отримані результати дають змогу стверджувати, що класичний регулятор, синтезований на основі лінійної моделі системи у випадку нелінійної системи зі змінними у часі параметрами, стає практично непрацездатним. Позначення ліній на рисунках такі: 1-лінійний регулятор, налаштований на стандартну біноміальну форму, 2-нечіткий регулятор,

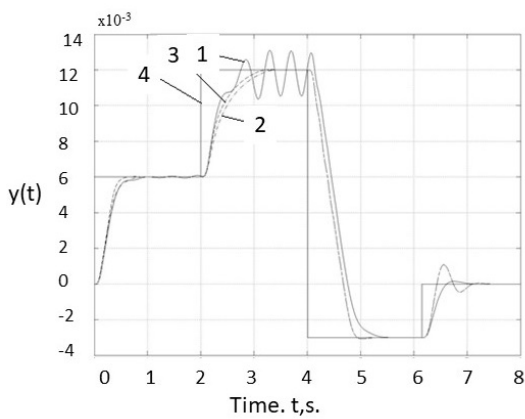


Рис. 20. Вихідний сигнал системи у випадку, коли закон зміни моменту інерції другої маси нелінійний.

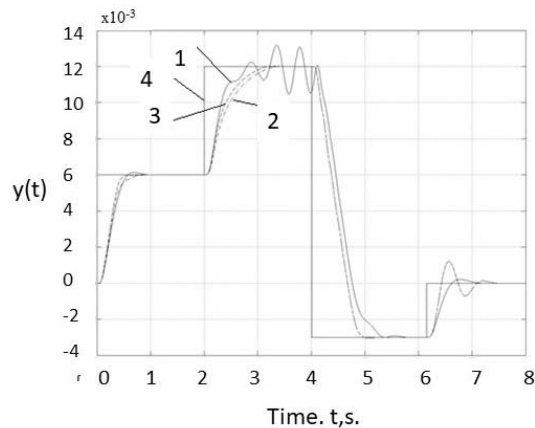


Рис. 21. Вихідний сигнал системи у випадку, коли закон зміни моменту інерції другої маси лінійний

Досліджено вплив застосування нечіткого задавача інтенсивності на динамічні характеристики привода електромобіля з приєднаним колесом. Отримані результати дають змогу зробити висновок, що врахування поверхні руху при формуванні вхідного сигналу в систему дозволяє оптимізувати перехідні процеси в системі та підвищити її ефективність.

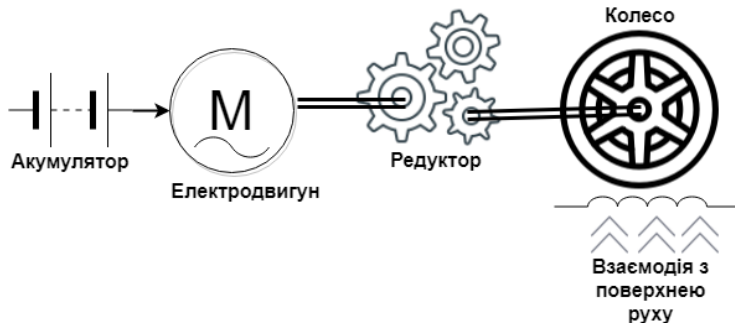


Рис. 22. Схема електродвигуна з приєднаним колесом

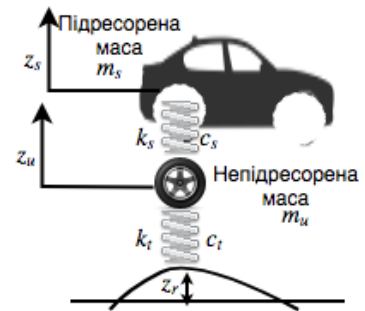


Рис. 23. Графічна модель пересувного колісного модуля

У випадку двомасової моделі, її загальну схему можна зобразити так, як на рис. 22, 23. Система складається з електродвигуна, що з'єднаний із ведучим колесом через редуктор.

Для спрощеного моделювання акумуляторної батареї використано коефіцієнт підсилення k_{bat} , зігнорувавши імовірними коливаннями ШІМ, що можуть виникнути під дією керуючих впливів. Нехтуючи нелінійними процесами, редуктор змодельовано його передатним числом r_v .

Описані вище вхідні сигнали графічно зображено в лівій частині блок-схеми керування на рис. 24.

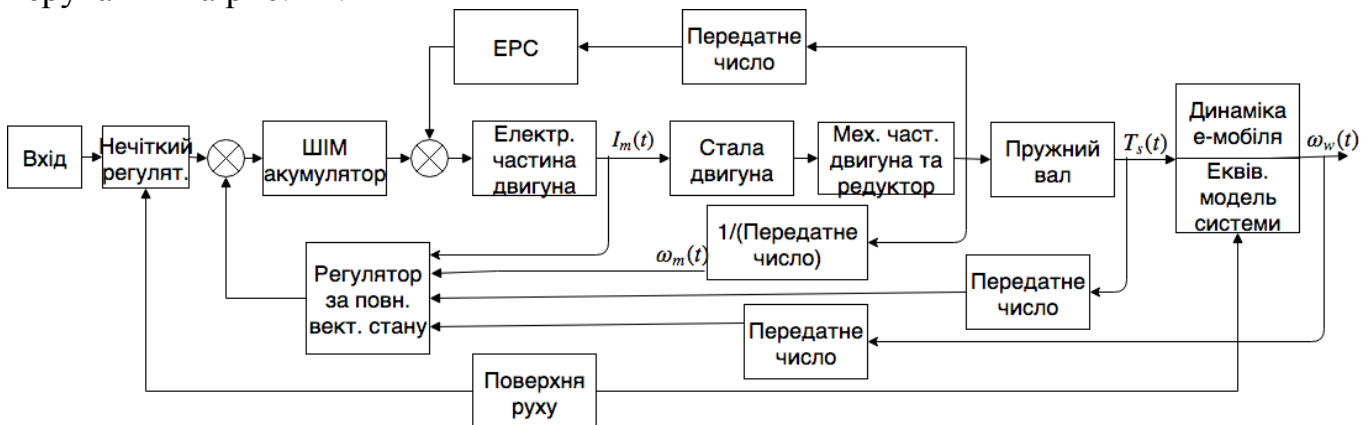


Рис. 24. Блок-схема керування

Результат роботи запропонованого нечіткого задавача полягає у зміні небажаного вхідного сигналу. Для згладжування такого сигналу та отримання нового вхідного сигналу використано нечіткий регулятор типу Такагі-Сугено.

Синтезований задавач інтенсивності був апробований у комп'ютерних симуляціях незамкнутого пересувного модуля, що рухається по чотирьох різних поверхнях, серед них асфальт, трав'яне покриття, засніжена дорога та ґрунт. Стрибокподібна зміна сигналу (див. рис. 25), який розглядається як некоректний сигнал, та вхідні сигнали, які змінюються запропонованим регулятором, наведено на рис. 25. З рисунка випливає, що регулятор забезпечує згладжені вхідні сигнали системи для всіх умов місцевості.

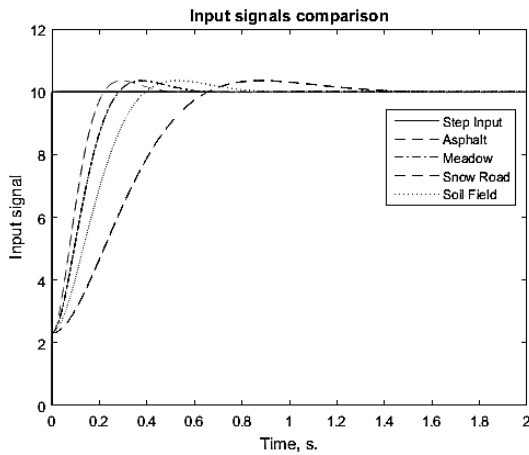
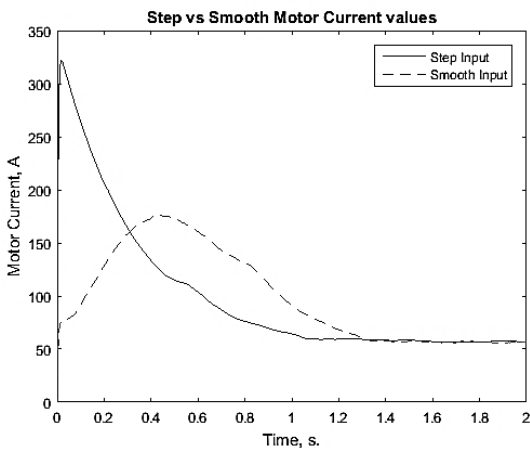
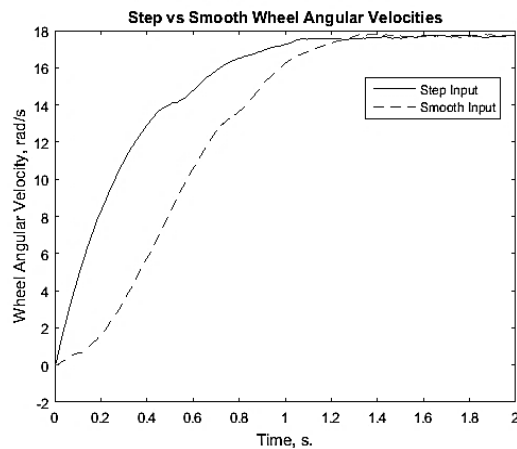


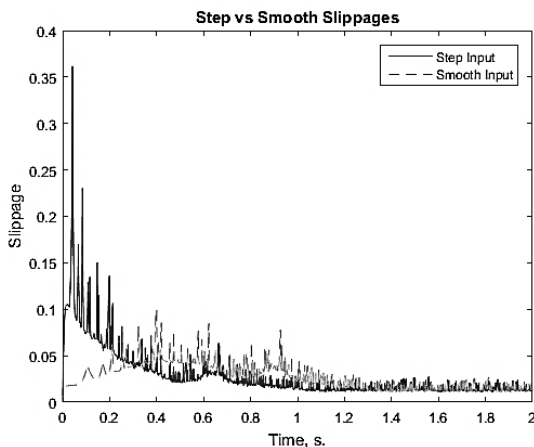
Рис. 25. Вхідний сигнал системи з врахуванням дорожніх умов.



а) Порівняння значень струму електро-двигуна системи



б) Порівняння кутових швидкостей колеса



в) Порівняння проковзувань колеса

Рис. 26. Порівняння характеристик системи на засніженій дорозі

Як видно з графіків, проковзування шини (рис. 26в), динамічна поведінка пересувного модуля залежить від вхідного сигналу, тобто некоректного та згладженого сигналу. Згладжений вхідний сигнал, який надходить від нечіткого регулятора відповідно до умов покриття місцевості, дає змогу усунути додаткове проковзування колеса на самому початку руху. Таке зменшення проковзування

Результати моделювання представлено на рис. 26. Суцільна лінія на цих рисунках вказує на небажаний вхідний імпульсний сигнал і реакції пересувного модуля на цей вхід. Штрихові лінії використовуються для ілюстрації входів і виходів модуля, які були згладжені запропонованим нечітким логічним регулятором.

свідчить, що рух пересувного модуля можна покращити, застосовуючи запропонований регулятор.

Крім того, значення електричного струму зі згладженим вхідним сигналом нижче порівняно з імпульсним входом (рис. 26а). Це сприяє енергозбереженню, а отже, дає змогу збільшити термін служби акумулятора. Хоча інші значення (крутний момент, струм тощо) можна безпосередньо порівнювати, порівняння проковзування не є таким очевидним, оскільки значення проковзування залежить від кутової швидкості колеса. З рис. 25в можна побачити, що проковзування має певний зсув у часі, що відповідає зміщенню кутової швидкості на рис. 26б. Відповідне порівняння можна зробити, вимірюючи середнє ковзання в межах тих самих областей кутової швидкості. Ми розбиваємо діапазон кутової швидкості на інтервали та обчислюємо абсолютну та відносну різницю проковзування залежно від поверхні місцевості, якою рухається колесо, використовуючи такі відомі формули, в яких верхній індекс відповідає типу вхідного сигналу системи.

$$\Delta = s_{\delta}^{ramp} - s_{\delta}^{smooth},$$

$$\delta = \frac{s_{\delta}^{ramp} - s_{\delta}^{smooth}}{s_{\delta}^{ramp}} \cdot 100\%,$$

$$s_{\delta}^{input} = \frac{\sum_{t=t_1^{input}}^{t_2^{input}} s_{\delta}^{input}(t)}{t_2^{input} - t_1^{input}}, \quad input = \{ramp; smooth\}$$

На рис. 27 представлено порівняння між проковзуваннями залежно від вхідного сигналу під час руху різними поверхнями.

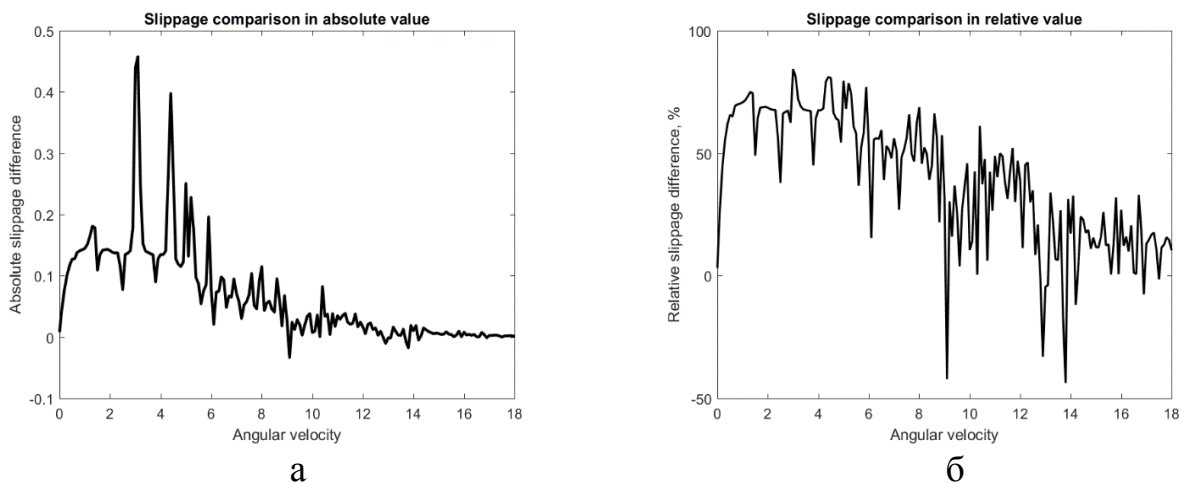


Рис. 27. Порівняння а) абсолютної та б) відносної різниці проковзування автомобіля на снігу

Синтезований таким чином нечіткий коректор зменшує проковзування колеса, забезпечуючи його рух у заданій точці його швидкості обертання. Це досягають за допомогою згладжування змін електричного струму та швидкості обертання. Підвищена швидкість проходження сигналу регулятора всередині процесу прискорення колеса дає змогу підтримувати швидкодію пересувного модуля; стаціонарна фаза досягається через 1,5 с. Далі відбувається плавний перехід швидкості обертання до заданої точки.

Результати розрахунків підтвердили доцільність запропонованого способу корекції. Нечіткий регулятор згладжує вхідний сигнал у часі. Згладжування сигналу на початковій стадії руху дає змогу зменшити проковзування колеса. Незважаючи на еластичні властивості механічної підсистеми, стаціонарна фаза швидкості обертання колеса досягається без зменшення швидкодії пересувного модуля.

ВИСНОВКИ

У дисертації теоретично узагальнено та по-новому вирішено науково-прикладну проблему синтезу та аналізу нечітких регуляторів, які забезпечують формування необхідних динамічних характеристик керованих об'єктів і тим самим розвивають методи проектування інтелектуальних регуляторів і методи аналізу стійкості систем з такими регуляторами.

Виконані в дисертаційній роботі дослідження дали змогу зробити такі висновки:

1. Застосування стандартних форм розподілу коренів характеристичного полінома при синтезі нечіткого регулятора на основі використання сімейства динамічних підсистем уможлиблює формування бажаної перехідної характеристики та істотно спрощує процедуру синтезу нечіткого регулятора.

2. Використання при синтезі нечіткого регулятора комбінації стандартних форм, зокрема Батерворта-Біноміальної, Батерворта-Беселя тощо дає змогу покращити динамічні характеристики системи до 20–30%, при врахуванні накладених обмежень на вихідну координату порівняно з традиційним підходом.

3. Формування бажаного характеристичного полінома системи високого порядку як комбінації поліномів стандартних форм нижчих порядків із різними значеннями середньгеометричного кореня дає змогу на 5–10% покращити динамічні характеристики системи порівняно з використанням стандартної форми високого порядку.

4. Реалізація в нечіткому регуляторі керуючих впливів, отриманих на основі використання стандартної форми з різним значенням середньгеометричного кореня, забезпечує формування різного темпу розгону на етапі вибору люфтів чи провисання канатів, дає змогу суттєво нарощувати її після завершення цих етапів і тим самим покращувати динамічні характеристики системи.

5. Застосування в нечіткому регуляторі нестійкої підсистеми забезпечує покращення на 7% динамічних показників порівняно з нечітким регулятором, синтезованим на основі стандартної форми і більше ніж на 30% при використанні класичних систем із модальним регулятором.

6. Формування трєкторії руху коренів нестійкої підсистеми приводить до суттєвого ускладнення системи керування або використання нестандартних функцій належності лінгвістичних змінних при незначному, до 3%, покращення динамічних характеристик.

7. Запропонована структура нечіткого регулятора демонструє суттєву залежність якості перехідних процесів від параметричних ступенів його свободи та вибраного методу дефазифікації. Водночас метод інференції за такої структури не впливає на роботу регулятора.

8. Застосування запропонованої структури нечіткого регулятора дає змогу формувати оптимізаційну задачу як задачу зі змінними ваговими коефіцієнтами і тим самим забезпечує покращення характеристик системи порівняно з

використанням традиційного підходу розв'язання багатокритеріальної задачі на основі Парето оптимальних рішень.

9. Використання нестійкої підсистеми в нечіткому регуляторі з трьома областями лінгвістичної змінної дає змогу формувати керовані коливні режими в заданій області простору станів системи. При цьому амплітуда і частота коливань залежить від параметрів нечіткого регулятора.

10. Використання сімейства динамічних підсистем дає змогу сформувати єдиний методологічний апарат синтезу нечіткого регулятора і у випадку систем зі змінними параметрами, і для систем із характерними типами нелінійностей, застосування якого забезпечує врахування особливостей систем на етапі синтезу регулятора і тим самим дає змогу формувати необхідні динамічні характеристики системи.

11. Запропонований підхід до аналізу стійкості забезпечує можливість аналізу систем і зі стійкими, і нестійкими підсистемами та дає теоретичне підґрунтя до можливості застосування досліджуваних у роботі підходів для синтезу регулятора.

12. Застосування запропонованого підходу до синтезу нечіткого регулятора для синтезу керування електродами ДСП забезпечує відсутність перерегулювань при відпрацюванні сигналів завдання та покращення динамічних характеристик, що підвищує техніко-економічні показники функціонування ДСП.

13. Запропонована структура каскадного нечіткого регулятора, з одного боку, дає змогу уникнути формування оптимізаційної задачі з накладеними обмеженнями на змінні стану при синтезі керуючого впливу, а з іншого – забезпечує ефективне обмеження проміжних координат вектора стану системи та формування бажаних динамічних характеристик.

14. Застосування інтелектуального задавача інтенсивності зі змінним, залежно від умов поверхні руху, значенням середньгеометричного кореня забезпечило зменшення проковзування при розгоні до 54% і тим самим підвищило мобільність та енергоефективність електромобіля.

Отже, виконані в дисертаційній роботі дослідження є подальшим розвитком теорії інтелектуального керування щодо синтезу нечітких регуляторів Такагі-Сугено, які дають змогу отримати методологічний підхід до формування динамічних характеристик системи заданого вигляду; забезпечують вирішення оптимізаційної задачі зі змінними ваговими коефіцієнтами; дозволяють формувати динамічних характеристик і тим самим суттєво покращують техніко-економічні показники функціонування технологічних об'єктів.

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Лозинський А. О., Демків Л. І. Аналіз стійкості систем з регулятором Такагі-Сугено // Искусственный интеллект. – 2008. – № 4. – С. 545–550.

2. Лозинський А. О., Демків Л. І. Аналіз стійкості систем з регулятором Такагі-Сугено-Канга // Вісн. НТУ «ХП», серія «Електротехніка, електроніка і електродвигун». – 2008. – Вип. 30. – С. 89–90.

3. Демків Л. І. Аналіз стійкості системи з фаззи регуляторами частотними методами // Тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика» науково-технічного журналу «ЕЛЕКТРОІНФОРМ» – Львів: ЕКОінформ. – 2009. – С. 435–436.

4. Лозинський А. О., Демків Л. І. Умовно стійкі системи з фазі-регулятором // Искусственный интеллект. – 2010. – № 4. – С. 415–420.
5. Лозинський А. О., Демків Л. І. Дослідження стійкості систем з нестійкою підсистемою // Електротехніка та електроенергетика. – 2010. – № 1. – С. 19–29.
6. Lozynskyi A., Demkiv L. Forming of the controlled influence in the system with fuzzy regulator // Comp.Probl. Of Elec.Eng. – Lviv:LPNU, 2011. – Vol. 1. – P. 27–34.
7. Лозинський А. О., Демків Л. І. Дослідження впливу виду функції належності на динамічні показники системи при багатокритеріальній оптимізації // Електротехнічні та комп'ютерні системи. – 2012. – № 5. – С. 137–144.
8. Лозинський А. О., Демків Л. І. Синтез багатокритеріального оптимального керування зі змінними ваговими коефіцієнтами // Радіоелектроніка, інформатика, управління. – 2012. – № 1. – С. 144–147.
9. Демків Л. І. Дослідження впливу параметрів функції належності на якісні показники функціонування системи з двома коренями в правій півплощині // Вісник Нац. ун-ту «Львівська політехніка». – 2012. – № 736. – С. 36–43.
10. Демків Л. І. Дослідження двомасової системи, що складається з двох підсистем, при дії зовнішніх збурень // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – 2012. – № 3. – С. 505–506.
11. Лозинський А. О., Демків Л. І. Дослідження впливу параметрів функцій належності нечіткого регулятора зі сформованою нестійкою підсистемою на прикладі двомасової електромеханічної системи // Електротехніка і електроенергетика. – 2012. – № 2. – С. 4–11.
12. Lozynskyu A., Demkiv L. Investigation of multicriteria optimal control with time-variable weight coefficients // Electrical Review. – 2013. – №2a. – С. 195–198.
13. Лозинський А. О., Паранчук Я. С., Демків Л. І. Аналіз структур нечітких регуляторів дугових сталеплавильних печей // Збірник ДонНТУ, серія «Електротехніка і енергетика». – 2013. – № 1(14). – С. 173–177.
14. Демків Л. І. Дослідження впливу методу дефазифікації на характеристики системи з нечітким регулятором Такагі-Сугено // Вісник Нац. ун-ту «Львівська політехніка», серія «Електроенергетичні та електромеханічні системи». – 2013. – № 763. – С. 34–39.
15. Демків Л. І. Дослідження впливу методу агрегації на характеристики системи з нечітким регулятором Такагі-Сугено // Вісник НТУ «ХП», серія «Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика». – 2013. – № 36(1009). – С. 120–121.
16. Демків Л. І. Дослідження впливу вибору параметрів функції належності як ступенів свободи нечіткого регулятора на характеристики динамічної системи // Вісник Нац. ун-ту «Львівська політехніка», серія «Фізико-математичні науки». – 2013. – № 768. – С. 105–110.
17. Лозинський А. О., Паранчук Я. С., Демків Л. І. Дослідження системи переміщення електродів дугової сталеплавильної печі з нечітким регулятором // Технічна електродинаміка. – 2014. – № 2. – С. 73–77.
18. Лозинський А. О., Демків Л. І. Дослідження впливу каскадного нечіткого регулятора на характеристики системи автоматичного керування

переміщення електрода дугової сталеплавильної печі // Наук. вісник НГУ. – 2014. – № 4. – С. 32–38.

19. Л.І. Демків Вплив вибору стандартної лінійної форми на характеристики динамічної системи з нечітким модальним регулятором // Вісник Нац. ун-ту «Львівська політехніка», серія «Електроенергетичні та електромеханічні системи». – 2014.–№ 785. – С. 20–33.

20. Andrew Lozynskyu and Lyubomyr Demkiv, «Synthesis of Multicriteria Controller by Means of Fuzzy Logic Approach», *Advances in Fuzzy Systems*, vol. 2014, Article ID 758207, 5 pages, 2014. doi:10.1155/2014/758207

21. Демків Л. І. Дослідження впливу розподілу коренів характеристичного полінома на характеристики перехідних процесів у динамічній системі // Вісник Нац. ун-ту «Львівська політехніка», серія «Фізико-математичні науки». – 2014. – № 804. – С. 131–141.

22. Demkiv L. I. Research of dynamic system with unstable subsystem that has one root in the right half-plane // *Mathematical modeling and computing*, Vol. 1, No. 2, (2014), pp. 156–162.

23. Лозинський А. О., Демків Л. І. Застосування нечіткої моделі системи при синтезі системи автоматичного керування нелінійними об'єктами // *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. – 2015. – № 2(30). – С. 24–30.

24. Lozynskyu A., Demkiv L. Application of dynamic systems family for synthesis of fuzzy control with account of non-linearities // *Advances in electrical and electronic engineering*, volume 14, number: 5, 2016, pp. 543–550.

25. Lozynskyu A., Demkiv L. Synthesis of fuzzy logic controller of nonlinear dynamic system with variable parameters // *Computational problems of electrical engineering* Vol. 6, No. 2, 2016, pp. 91–98.

26. Lozynskyu A., Demkiv L. Analysis of the application efficiency of a fuzzy controller in two-mass systems with variable moment of inertia of the second mass // *Energy engineering and control systems*, 2016;V. 2, N. 2;pp. 59–68.

27. Demkiv L., Lozynskyu A., Lozynskyu O. and Demkiv I. A new approach to dynamical system's fuzzy controller synthesis: Application of the unstable subsystem, 2017 International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES), Kremenchuk, 2017, pp. 84–87.

28. Vantsevich V. V., Lozynskyu A., Demkiv L., Holovach I. Fuzzy Logic Control of Agile Dynamics of a Wheel Locomotion Module, 25th International Symposium on Dynamics of Vehicles on Roads and Tracks, taking place at Central Queensland University Rockhampton, Queensland, from 14–18 August 2017.

29. Vantsevich V. V., Lozynskyu A., Demkiv L. A wheel rotational velocity control strategy for an open-link locomotion module, 19th International & 14th European-African Regional Conference of the ISTVS, Budapest, Hungary, 25–27 September 2017.

30. Lozynskyu A., Vantsevich V. V., Demkiv L. Enhancement of dynamical characteristics of a fuzzy control system by using unstable subsystem, *IEEE Int. Conf. on Fuzzy Systems (FUZZ-IEEE) 2018*, Rio de Janeiro, Brazil, 8–13 July 2018, pp 1240–1247.

31. Лозинський А. О., Демків Л. І. Аналіз стійкості систем з регулятором Такагі-Сугено: матеріали ІХ Міжн. наук.-техн. конф. – Донецьк: ІПІІ «Наука і освіта». – 2008. – Т. 2. – С. 175–178.
32. Лозинський А. О., Демків Л. І. Умовно стійкі системи з нечітким регулятором: матеріали Міжн. науково-техн. конф. ІІІ2010. – Донецьк: ІПІІ «Наука і освіта». – 2010. – Т. 2. – С. 110–112.
33. Демків Л. І. Дослідження стійкості систем з нечіткими регуляторами // Автоматика – 2010: Матеріали міжнародної конференції з автоматичного управління. – Харків: ХНУРЕ, 2010 – С. 203–205.
34. Демків Л. І. Синтез багатокритеріального оптимального керування зі змінними ваговими коефіцієнтами // Интеллектуальные системы принятия решений и проблемы вычислительного интеллекта: материалы международной научной конференции. Том 2. – Херсон: ХНТУ, 2011 – С. 59–61.
35. Лозинський А. О., Демків Л. І. Синтез оптимальних систем зі застосуванням багатокритеріальної оптимізації зі змінними ваговими коефіцієнтами // Автоматика – 2011: Матеріали міжнародної конференції з автоматичного управління. – Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2011. – С. 139–140.
36. Лозинський А. О., Демків Л. І. Нечітке робастне керування двомасовою динамічною системою // Проблеми енергоресурсозбереження в електротехнічних системах. Наука, освіта і практика. Наукове видання. – Кременчук: КрНУ, 2014.– 1/2014(2). – 380 с.
37. Лозинський А. О., Демків Л. І. Застосування нечіткої моделі про синтезі системи автоматичного керування нелінійними об'єктами // Проблеми енергоресурсозбереження в електротехнічних системах. Наука, освіта і практика. Наукове видання. – Кременчук: КрНУ, 2015. – 1/2015(3). – С. 28–30.
38. Lozynskyy A. Demkiv L. Stability analysis of dynamical system with variable coefficients and fuzzy controller//СРЕЕ '2015: Proc.Int.Conf. – Lviv, Ukraine, September 2-5, 2015. – P. 99–102.

АНОТАЦІЯ

Демків Л. І. Аналіз та синтез нечітких регуляторів динамічних систем. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.13.03 – системи та процеси керування. – Національний університет «Львівська політехніка», Львів, 2018.

У дисертаційній роботі проведено дослідження підходів до синтезу динамічних систем із використанням теорії нечітких множин. Особливу увагу приділено випадку, коли одна з підсистем сімейства динамічних систем є нестійкою внаслідок дії синтезованого регулятора. Показано, що такий підхід дає змогу надати загальній системі нових властивостей та підвищити швидкодію перехідних процесів, не спричиняючи недопустимих перерегулювань проміжних та вихідної координати. Показано, що загальна система залишається стійкою. Запропоновано підхід до синтезу регулятора, що забезпечує керований коливний режим в околі робочої точки, який можна, за потреби, зупинити. Амплітуда та частота коливань, у такому випадку, залежать від параметрів нечіткого регулятора.

Для розв'язання задач, де виникає потреба в обмеженні значень проміжних координат вектора станів системи, було використано каскадний нечіткий регулятор. Такий регулятор дозволяє не лише обмежити значення згаданих параметрів, а й забезпечити бажану швидкодію системи. При цьому одержується суттєвий вигравш у кількості правил у базі правил нечіткого регулятора. Для випадку системи зі змінними параметрами показано, що синтезований нечіткий регулятор забезпечує її робастність.

Запропоновані підходи застосовано для синтезу нечіткого регулятора дугової сталеплавильної печі та нечіткого коректора задавача швидкості електромобіля.

Ключові слова: динамічні системи, нечітка логіка, нечіткий регулятор, стійкість, каскадний регулятор, нестійка підсистема.

ANNOTATION

Demkiv L. I. Analysis and synthesis of fuzzy controllers of dynamical systems. - Qualification scientific work printed as manuscript.

The thesis for the degree of Doctor of Technical Sciences in speciality 05.13.03 – systems and control processes. – Lviv Polytechnic National University, Lviv, 2018.

In the thesis the investigation of approaches to synthesis of dynamical systems using the fuzzy set theory is carried out. Particular attention is paid to the case when one of the subsystems of the family of dynamical systems is unstable due to the action of a synthesized controller. Such an approach allows to provide the general system with new properties and speed up the transient processes in it without causing inadmissible readjustment of intermediate and output coordinates. The study shows that the general system remains stable. The conducted research fully confirms theoretical assumptions and simulation results. The work also investigates the choice of degrees of freedom of a fuzzy controller, which provides the desirable behaviour of the system.

To optimize the size of the rule base of the fuzzy controller, only the initial coordinate of the system is fuzzified. In this case the rule base of the fuzzy controller is considerably smaller, and the dynamic processes in the system do not differ significantly from the case when all the components of the state vector are fuzzified.

The approach to synthesis of the controller is introduced in the thesis. It provides the controlled oscillatory mode in the area of a working point, which can be stopped if necessary. The amplitude and frequency of oscillations in this case depend on the parameters of the fuzzy controller.

Comparison between the behavior of a dynamical system with a fuzzy controller and an unstable subsystem and systems with controllers synthesized by methods of optimal control theory is conducted in the research. The obtained results indicate that the use of a fuzzy controller not only allows obtaining a similar system speed at the initial stage of its operation, but also ensures smooth approximation of the system output coordinate to the working point.

To solve problems where there is a need to limit the values of intermediate coordinates of the state vector, a cascade fuzzy controller was used. Such a controller allows not only to limit the value of the above-mentioned parameters but also to provide the desirable system speed. In this case there is a significant gain in the number of rules in the rule base of a fuzzy controller.

Concerning a system with variable parameters, a synthesized fuzzy controller ensures its robustness. In this case the overall system remains stable.

The proposed approach to fuzzy dynamical regulators synthesis was used to simulate behaviour of a single- and two- mass systems for automatic control of an arc furnace electrode movement. Comparison of the results obtained with the application of such a system to a system of controller impedance or fuzzy control indicates the advantages of the proposed approach in terms of performance and the absence of unwanted fluctuations in the vicinity of the operating point.

Taking into account nonlinearities in the system, namely nonlinearity of a thyristor converter model, the fuzzy controller was synthesized, which allows both to figure nonlinear processes in the system and to provide its desirable dynamics.

The proposed approaches were used to synthesize the fuzzy controller of the arc furnace and the fuzzy correction factor for speed smoothing of the electric vehicle.

Key words: dynamical systems, fuzzy logic, fuzzy controller, stability, cascade controller, unstable subsystem.

ANOTACJA

Demkiv L. Analiza i synteza regulatorów rozmytych układów dynamicznych. - Kwalifikowanie pracy naukowej nad prawami rękopisów.

Rozprawa o uzyskanie stopnia naukowego doktora habilitowanego nauk technicznych w specjalności 05.13.03 – systemy i procesy sterowania. – Narodowy Uniwersytet «Politechnika Lwowska», Lwów, 2018.

W pracy doktorskiej prowadzone są badania podejść do syntezy układów dynamicznych z wykorzystaniem teorii zbiorów rozmytych. Szczególną uwagę przywiązuje się do przypadku, gdy jeden z podsystemów dynamicznego rodzinnego jest niestabilny w wyniku syntetyzowanych regulatora. Wykazano, że takie podejście zapewnia całemu systemu nowe funkcje i zwiększenia szybkości transjentów bez powodowania niedopuszczalnego przeregulowania pośrednich i wyjściowych współrzędnych. Pokazano, że cały system pozostaje stabilny. Podejście do sterownika syntezy, która zapewnia kontrolowane trybu oscylacyjnego w pobliżu punktu pracy, które mogą, jeśli to konieczne, stanąć. Amplituda i częstotliwość drgań w tym przypadku zależy od parametrów regulatora rozmytego.

Aby rozwiązać problemy, w których istnieje potrzeba ograniczenia wartości pośrednich współrzędnych kontrolera stanu, użyto kaskadowego sterownika rozmytego. Taki regulator pozwala nie tylko ograniczyć wartość tych parametrów, ale także zapewnić pożądaną wydajność systemu. W tym przypadku występuje znaczne zmniejszenie liczby reguł w podstawowych regułach kontrolera rozmytego. W przypadku systemu ze zmiennymi parametrami pokazano, że syntezywany kontroler rozmytości zapewnia jego robustność.

Zaproponowane podejścia zostały wykorzystane do syntezy regulatora rozmytego pieca łukowego i rozmytego współczynnika korygującego do zadania prędkości pojazdu elektrycznego.

Słowa kluczowe: systemy dynamiczne, logika rozmyta, regulator rozmyty, stabilność, sterownik kaskadowy, niestabilny podsystem.

Підписано до друку 28.12.2018 р.
Формат 60×90 1/16. Папір офсетний.
Друк на різнографі. Умовн. друк. арк. 2,2. Обл.-видав. арк. 1,7.
Тираж 100 прим. Зам. 190001.

Поліграфічний центр
Видавництва Національного університету “Львівська політехніка”
вул. Ф.Колесси, 4, 79013, Львів
Реєстраційне свідоцтво серії ДК № 4459 від 27.12.2012 р.